

THz-Hohlleiter-Schalter basierend auf Nickel-Wanderkeilaktoren

THz-Rectangular-Waveguide-Switches based on Nickel-Zipper-Actuators

Zur Erlangung des akademischen Grades Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation von David Lämmle aus Backnang

Tag der Einreichung: 07.11.2016, Tag der Prüfung: 12.04.2017

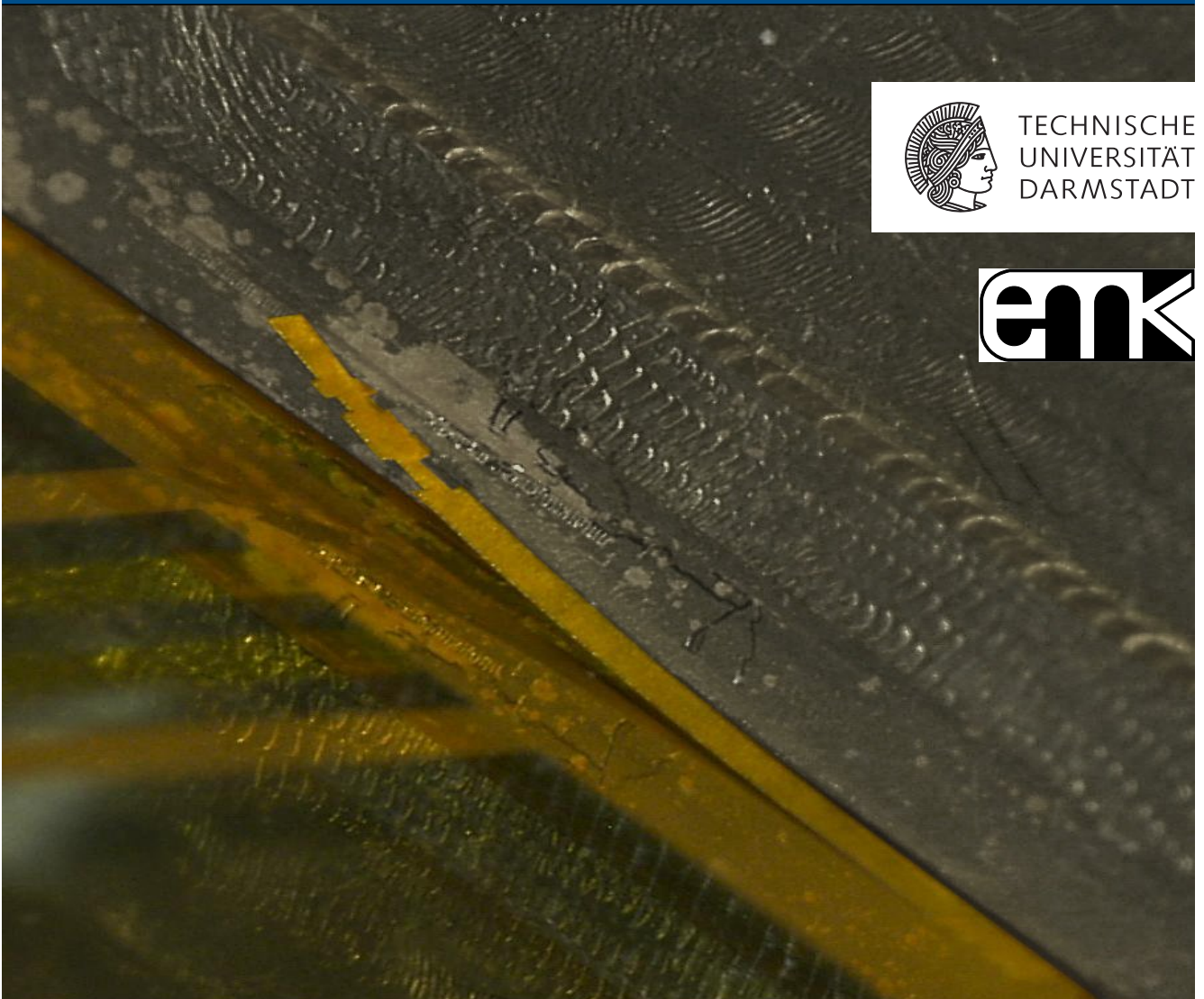
Darmstadt — D 17

1. Gutachten: Prof. Dr.-Ing. Helmut F. Schlaak

2. Gutachten: Prof. Dr.-Ing. Rolf Jakoby



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT



THz-Hohlleiter-Schalter basierend auf Nickel-Wanderkeilaktoren
THz-Rectangular-Waveguide-Switches based on Nickel-Zipper-Actuators

Genehmigte Dissertation von David Lämmle aus Backnang

1. Gutachten: Prof. Dr.-Ing. Helmut F. Schlaak
2. Gutachten: Prof. Dr.-Ing. Rolf Jakoby

Tag der Einreichung: 07.11.2016

Tag der Prüfung: 12.04.2017

Darmstadt — D 17

Bitte zitieren Sie dieses Dokument als:

URN: urn:nbn:de:tuda-tuprints-66496

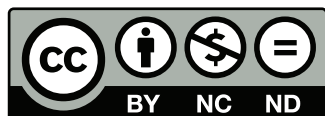
URL: <http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/6649>

Dieses Dokument wird bereitgestellt von tuprints,

E-Publishing-Service der TU Darmstadt

<http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de>

tuprints@ulb.tu-darmstadt.de



Die Veröffentlichung steht unter folgender Creative Commons Lizenz:

Namensnennung – Keine kommerzielle Nutzung – Keine Bearbeitung 4.0 International

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>

THz-Hohlleiter-Schalter basierend auf Nickel-Wanderkeilaktoren

Vom Fachbereich
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Darmstadt
zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
vorgelegte Dissertation

von

David Lämmle M.Sc.

geboren am 17. November 1984
in Backnang

Referent: Prof. Dr.-Ing. Helmut F. Schlaak
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Rolf Jakoby

Tag der Einreichung: 07.11.2016
Tag der mündlichen Prüfung: 12.04.2017

D 17
Darmstadt 2017



Erklärung zur Dissertation

Hiermit versichere ich, die vorliegende Dissertation ohne Hilfe Dritter nur mit den angegebenen Quellen und Hilfsmitteln angefertigt zu haben. Alle Stellen, die aus Quellen entnommen wurden, sind als solche kenntlich gemacht. Diese Arbeit hat in gleicher oder ähnlicher Form noch keiner Prüfungsbehörde vorgelegen.

Darmstadt, den 31. Juli 2017

(David Lämmle)



Denn wo viel Weisheit ist, da ist viel Grämens; und wer viel lernt, der muss viel leiden.

Prediger Kap. 1 Vers 18.



Vorwort

Das hier vorliegende Werk ist die Zusammenfassung meiner Arbeiten am Institut für **Elektromechanische Konstruktionen (EMK)** der Technischen Universität Darmstadt. Möglich wurde sie durch die Finanzierung im Rahmen des Graduiertenkollegs TICMO der DFG und dem LOEWE-Schwerpunkt **Sensors Towards Terahertz (STT)**.

Bedanken möchte ich mich herzlich bei Prof. Dr.-Ing. Helmut F. Schlaak, der es mir ermöglichte in diesem spannenden Themenfeld zu arbeiten. Aufgrund seines Vertrauens konnte ich in der Zeit am Institut mit großem Freiraum die Themenfelder bearbeiten, welche hier beschrieben sind.

Dem Korreferenten Prof. Dr.-Ing. Rolf Jakoby möchte ich für sein entgegengebrachtes Interesse an meiner Arbeit, die Bereitschaft diese zu lesen aber auch für die gelungene Zusammenarbeit in den bearbeiteten Projekten danken. Des Weiteren möchte ich mich schon jetzt bei der Prüfungskommission bedanken.

Diese Arbeit wäre ohne die direkte und indirekte Hilfe vieler Personen nicht möglich gewesen. Danken möchte ich allen Mitarbeitern des Institut EMK. Der gute Zusammenhalt der Mitarbeiter, die selbstverständliche gegenseitige Hilfe und die vielen Gespräche haben einen großen Teil zu dieser Arbeit beigetragen. Insbesondere danke ich Bernhard Jochem für die Instandhaltung unseres Reinraums. Michael Schlosser und Anika Kohlstedt für die vielen Vorarbeiten und meinen beiden Bürokollegen Thomas Winterstein und Johannes Bieker für die schöne Zeit. Weiter danken möchte ich Bastian Latsch und allen anderen Studenten, die diese Arbeit im Rahmen von Abschlussarbeiten, Hiwi-Arbeiten und Projektseminaren weitergebracht haben. Der feinwerktechnischen Werkstatt des Fachbereichs unter der Leitung von Werner Brunner möchte ich für die exzellente Arbeit bei der Fertigung der Hohlleiter danken. Den technischen Mitarbeitern des Instituts für **Mikrowellentechnik und Photonik (IMP)** danke ich für die Unterstützung beim Wafersägen, dem Galvanisieren von Hohlleitern und der Verwendung des Netzwerkanalysators. Nicht vergessen werden sollte Christian Weickmann vom IMP, der mir in den Bereichen THz und Hohlleiter eine sehr große Hilfe war. Die anderen Mitstreiter im STT-Projekt haben hier natürlich auch einen wesentlichen Beitrag geleistet.

Meinen Eltern möchte ich für die Unterstützung in jeglicher Hinsicht danken, ebenfalls meinen Brüdern. Meiner Frau danke ich ganz besonders für die Ermutigungen und für die Entbehrungen, die sie wegen dieser Promotion auf sich nehmen musste. Und zuletzt möchte ich mich noch für unsere Tochter Charlotte Sunshine bedanken, die meinen Blick auf die Bedeutung dieser Arbeit wesentlich verändert hat.



Kurzfassung

Der THz-Bereich des elektromagnetischen Spektrums birgt ein großes Potential in den unterschiedlichsten Anwendungsfeldern. Jedoch ist die Erzeugung und Detektion, aber auch die Wellenleitung im THz-Bereich wesentlich komplexer als in anderen Frequenzbereichen. Nur durch die Entwicklung neuer Komponenten für diese Frequenzen kann das Potential des THz-Bereichs voll ausgeschöpft werden. Beim wellenleiterbasierten integrierten Schalter handelt es sich um eine solche Komponente, die die Funktionalität von THz-Systemen erhöhen könnte. Solche Schalter können zwischen der Reflektion und Transmission einer THz-Welle umschalten und stellen somit einen Schritt in Richtung integrierter adaptiver THz-Netzwerke dar. In einer Recherche zum Stand der Technik konnte jedoch kein Bauteil dieser Art gefunden werden.

Aus diesem Grund soll in dieser Arbeit die Leistungsfähigkeit von THz-Hohlleiter-Schaltern, basierend auf Nickel-Wanderkeilaktoren untersucht werden. Der Hohlleiter wird aufgrund der geringen Verluste und des Potentials zur Verwirklichung integrierter Systeme als Wellenleiter ausgewählt. Bei dem gewählten Frequenzbereich von 325 - 500 GHz ergibt sich für den Hohlleiter ein Querschnitt von $0,28 \text{ mm} \times 0,57 \text{ mm}$. Aufgrund dieser kleinen Dimensionen wird die Verwendung von mikrotechnischen Aktoren, auch im Hinblick auf Schalter für noch höhere Frequenzen als sinnvoll angesehen. Insbesondere bieten sich elektrostatische Wanderkeilaktoren wegen des großen Aktorhubs an. Sie bestehen aus einer ortsfesten Elektrode, einem Dielektrikum und einer gekrümmten flexiblen Elektrode. Legt man eine Spannung zwischen den beiden Elektroden an, rollt sich die gekrümmte Elektrode auf das Dielektrikum ab.

Für Frequenzen bis 110 GHz existieren unterschiedlichste Arten von Hohlleiterschaltern. Neben halbleiterbasierten Elementen gibt es feinwerktechnische mechanische Schalter, aber auch mikrotechnische Schalter mit integrierten elektrostatischen Wanderkeilaktoren. Diese Wanderkeilaktoren werden so in den Hohlleiter integriert, dass eine gekrümmte Elektrode im Hohlleiter einen ohmschen Kontakt erzeugt, welcher bei der Aktuierung unterbrochen wird (vgl. Abbildung). Sind die Frequenzen der elektromagnetischen Welle klein genug, kann der integrierte Aktor als senkrechte Wand approximiert werden, woran die Welle reflektiert wird. Aufgrund der geringen Wellenlängen bei Frequenzen von über 100 GHz ändert sich jedoch die Art wie die Welle mit der gekrümmten Elektrode des Aktors interagiert. Dies wirkt sich stark auf die Isolation des Schalters aus. Des Weiteren wird im Stand der Technik ein Zusammenhang zwischen dem Kontaktwiderstand des Schalters und der Isolation angenommen. Dies bedeutet, dass für eine hohe Isolation möglichst große Kontaktkräfte am Schalter notwendig sind, jedoch ist nicht bekannt, bis zu welchem Maß diese Kräfte erhöht werden können.

Die Frage nach den Grenzen von Wanderkeilaktoren für THz-Schalter in Bezug auf deren Kontaktkräfte und die Untersuchung unterschiedlicher Schalteranordnungen für die Realisierung von THz-Schaltern mit einer hohen Isolation werden aus den besagten Gründen als die zentralen Motive dieser Arbeit angesehen.

Hierzu wird zuerst die Herstellung von elektrostatischen Wanderkeilaktoren untersucht. Die galvanische Fertigung von gekrümmten Nickelbalken durch die gezielte Variation der intrinsischen Spannung im Material steht bei der Herstellung im Vordergrund. Um Aktoren mit definierten Aktuierungsspannungen und Kontaktkräften realisieren zu können, ist eine detaillierte Untersuchung des Galvanikprozesses erforderlich. Für die mikrotechnische Fertigung der Aktoren sind noch weitere Schichten wie Dielektrikum,

Gegenelektrode und Opferschicht notwendig. Der experimentelle Vergleich verschiedener Prozessabläufe ergab, dass sich die größte Zuverlässigkeit in der Herstellung durch die Verwendung von thermischem Oxid als Dielektrikum und Kupfer als Opferschicht erzielen lässt.

Um Aktoren mit hohen Kontaktkräften bei einem definierten Aktorhub auslegen zu können, wird ein analytisches Modell eingeführt und validiert. Zusätzlich werden Versuche durchgeführt, um die Grenzen in der Herstellbarkeit unterschiedlich dimensionierter Aktoren zu erörtern. Durch die Zusammenführung dieser Erkenntnisse kann eine Aussage über die Funktionsfähigkeit einer beliebigen Aktorgeometrie in Bezug auf die Fertigung und die theoretischen Limitierungen getroffen werden. Durch die Charakterisierung von funktionsfähigen Aktoren werden die so gewonnenen Erkenntnisse validiert.

Eine weitere wesentliche Komponente des Schalters ist der Halbleiter selbst. So wird ein Halbleitersystem benötigt, welches möglichst geringe Verluste aufweist und durch eine einfache Integration von Aktoren einen Vergleich unterschiedlicher Schaltervarianten ermöglicht. Hierfür werden verschiedene Konzepte mit mikrotechnischen und geätzten Halbleitern erarbeitet und miteinander verglichen. Das erfolgversprechendste Konzept beinhaltet einen geätzten Splitblock, welcher ausgearbeitet, gefertigt und vermessen wird.

Dem darauf folgenden Entwurf von THz-Schaltern liegen die zuvor gewonnenen Entwurfsgrundlagen und Konzepte zugrunde. So werden Variationen in der Geometrie mit angepassten Kontaktwiderständen durch Simulationen miteinander verglichen. Die Kontaktwiderstände lassen sich bei jeder Anordnung aus den maximal erreichbaren Kontaktkräften bestimmen. Die durchgeführten Vergleiche ergeben, dass die typischerweise für kleinere Frequenzen gewählte Anordnung mit einem Aktor, welcher senkrecht zur kurzen Seite des Halbleiters integriert ist, nur sehr schwer herstellbar ist. Der Aktor darf, um annehmbare Isolationen zu gewährleisten, nur mit Schichtdicken kleiner $1\text{ }\mu\text{m}$ gefertigt werden, was unter Verwendung von galvanischen Prozessen nur bedingt möglich ist. Besser geeignet ist eine Schalteranordnung, welche auf einem Wanderkeilaktor basiert, der senkrecht zur langen Seite des Halbleiters integriert wird (siehe Abbildung). Diese Anordnung wird optimiert, aufgebaut und vermessen. Die Charakterisierung erfolgt zunächst an passiven integrierten Aktorstrukturen und ergibt eine mittlere Einfügungsdämpfung von $5,6\text{ dB}$ und eine mittlere Isolation von $21,3\text{ dB}$.

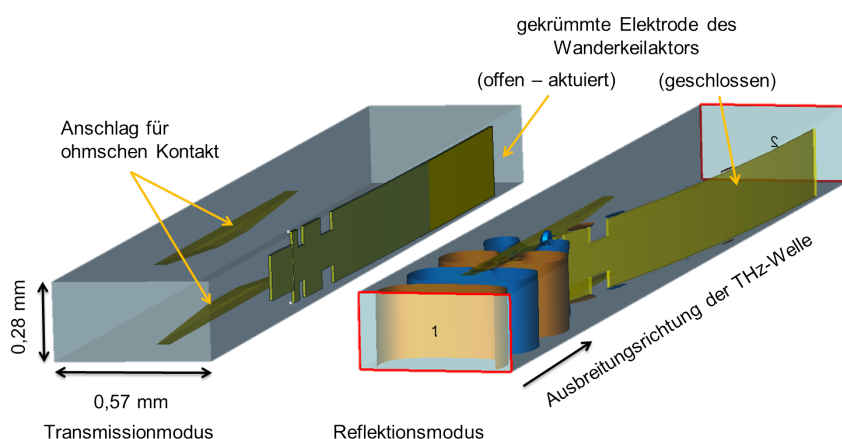


Abbildung: Darstellung des aufgebauten THz-Schalters mit simulierten elektrischen Feldverläufen im Reflektions-Modus. Die Darstellung des Feldes erfolgt in Form von Isolines. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird auf die Darstellung der Felder im Transmissions-Modus verzichtet.

Auch wenn die finale Charakterisierung eines vollständigen Schalters noch aussteht, sollte man nicht vergessen, dass es sich bei diesen Ergebnissen um die ersten auf dem Gebiet der THz-Halbleiterschalter handelt. Zusätzlich sind in den Themenfeldern der Galvanik, der Mikroaktorik und Halbleitertechnik durch Versuche, Theorien und konzeptionelle Arbeiten Erkenntnisse gewonnen worden, die über den Stand der Technik hinausgehen. Durch die Abhängigkeit der einzelnen Bereiche zueinander ergibt sich eine Komplexität, die die Bearbeitung der einzelnen Bereiche allein weit übersteigt. Die Auseinandersetzung mit all diesen Themen führt zu den allgemeinen Grundlagen für die Auslegung von wanderkeilbasierten Halbleiterschaltern, unabhängig von den gewählten Frequenzen und dem gewählten Design.

Abstract

The THz range of the electromagnetic spectrum offers great potential in a wide range of applications. However, the generation and detection as well as the wave guidance in the THz range is much more complex than in other frequency ranges. Only by the development of new components for these frequencies can the potential of the THz range be fully exploited. The waveguide-based integrated switch is such a component that could increase the functionality of THz systems. Such switches can switch between the reflection and transmission of a THz wave and are therefore leading one step closer to integrated adaptive THz networks. However, no component of this type could be found in an investigation of the state of the art.

For this reason, the performance of THz waveguide switches based on zipper actuators with curved nickel electrodes is examined. A rectangular hollow waveguide is chosen as a waveguide because of the low losses and the potential for the realization of integrated systems. At the selected frequency range of 325 - 500 GHz, a waveguide with a cross-section of $0.28\text{ mm} \times 0.57\text{ mm}$ is needed. Due to the small dimensions, the use of micromechanical actuators is considered to be useful, also with regard to switches for even higher frequencies. Electrostatic zipper actuators are a good choice because of the large actuator stroke. They consist of a fixed electrode, a dielectric and a curved flexible electrode. If a voltage is applied between the two electrodes, the curved electrode is pulled down onto the dielectric.

For frequencies up to 110 GHz, various types of waveguide switches exist. In addition to semiconductor-based elements, there are precision engineered switches, but also micro-mechanical switches with integrated electrostatic zipper actuators. These zipper actuators are integrated into the waveguide in such a way that a curved electrode in the waveguide generates an ohmic contact, which is interrupted by actuation (see figure). If the frequencies of the electromagnetic wave are small enough, the integrated actuators can be approximated as a perpendicular wall, where the wave is reflected. However, due to the small wavelengths at frequencies above 100 GHz, the way the wave interacts with the curved electrode of the actuator changes. This has a strong effect on the isolation of the switch. Furthermore, a connection between the contact resistance of the switch and the isolation is mentioned in the prior art. This means that contact forces as high as possible are required at the switch for a high isolation, but it is not known to what extent these forces can be increased.

For these reasons, the scientific explorations on the limits of zipper actuators for THz switches with regard to their contact forces and the investigation of different switch arrangements for the realization of THz switches with high isolation are regarded as the central motives of this work.

Therefore, the fabrication of electrostatic zipper actuators is primarily investigated. The main focus in the fabrication process is on the galvanic fabrication of curved nickel beams with a defined distribution of the intrinsic stress in the material. In order to realize actuators with defined actuation voltages and contact forces, a detailed examination of the electroplating process is required. Further layers such as the dielectric, the counter-electrode and the sacrificial layer are necessary for the micromechanical fabrication of the actuators. The experimental comparison of different process sequences showed that the greatest reliability in the production can be achieved by the use of thermal oxide as a dielectric and copper as a sacrificial layer.

In order to be able to design actuators with high contact forces for a defined actuator stroke, an analytical model is introduced and validated. In addition, experiments are carried out in order to find the limits of the feasibility of actuators with different dimensions. By combining these findings, a prediction about

the operability of any actuator geometry with regard to production and the theoretical limitations can be made. By characterization of functional actuators, the above findings are validated.

Another essential component of the switch is the waveguide itself. Thus, a low loss waveguide system which allows a simple integration of actuators is needed in order to make the comparison of different switch variants possible. For this purpose, various concepts with micromechanical and milled waveguides are developed and compared with each other. The most promising concept includes a milled split-block, which is elaborated, manufactured and measured.

The following design of THz switches is based on the previously developed design principles and concepts. Thus, variations in geometry with matched contact resistances are compared by simulations. The contact resistances can be determined from the maximum achievable contact forces for each arrangement. The performed comparisons show that the arrangement, which is typically selected for smaller frequencies and contains an actuator which is integrated perpendicular to the short side of the waveguide, is very difficult to fabricate. In order to ensure acceptable isolation, the actuator may only be fabricated with layer thicknesses smaller than $1\text{ }\mu\text{m}$, which is only possible to a limited extent using electroplating processes.

A switch arrangement based on a zipper actuator, which is integrated perpendicular to the long side of the waveguide (see figure), is more suitable. This arrangement is optimized, constructed and characterized. The characterization is initially carried out on passive integrated actuator structures and results in an average insertion loss of 5.6 dB and an average isolation of 21.3 dB.

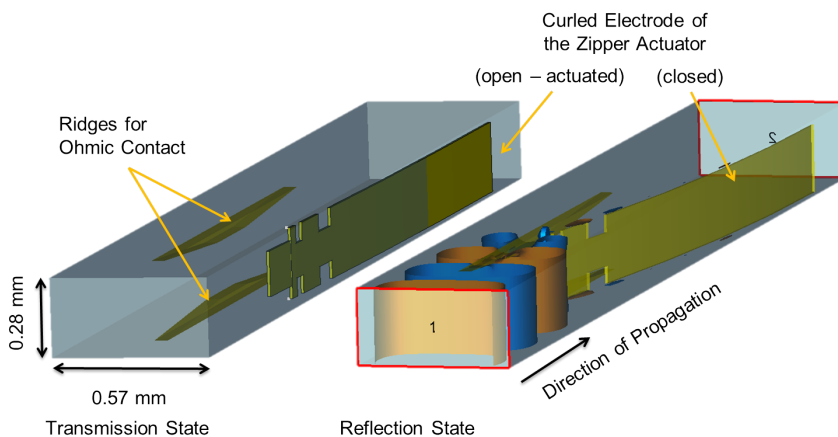


Figure: Representation of the constructed THz switch with simulated electrical field lines in the reflection mode. The field is displayed in the form of isolines. For the sake of clarity, the fields in the transmission mode are omitted.

Even if the final characterization of a complete switch is still pending, it should be remembered that these results are the first in the field of THz waveguide switches. In addition, in the fields of electroplating, microactuators and waveguide technology, by experiments, theories and conceptual work, insights that go beyond the state of the art have been gained. The mutual dependency of the individual fields results in a complexity which by far exceeds the complexity of the work performed in the different fields alone. The work on all these topics leads to the general principles for the design of waveguide switches based on curled beams, regardless of the selected frequencies and the selected design.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Anwendung von THz-Schaltern	1
1.2	Auswahl des Wellenleiters	2
1.2.1	Ausbreitung elektromagnetischer Wellen	2
1.2.2	THz-Wellenleiter	4
1.2.3	Wellenausbreitung im Hohlleiter	6
1.3	Mechanisches Schalten von hochfrequenten Signalen	7
1.3.1	Schalten im Hohlleiter	8
1.3.2	Kenndaten bei RF/THz-MEMS-Schaltern	9
1.4	Elektrostatische Wanderkeilaktoren	10
1.4.1	Auswahl des Schaltprinzips	10
1.4.2	Aufbau des Wanderkeilaktors	11
1.4.3	Kräfte in elektrostatischen Aktoren	12
1.5	Ziel der Arbeit	14
1.6	Gliederung der Arbeit	15
2	Stand der Technik zu HF-Schaltern und Hohlleiter-MEMS	17
2.1	RF-MEMS, FET und PIN-Dioden	17
2.2	Mechanische und halbleiterbasierte Hohlleiterschalter	18
2.3	Hohlleiter-MEMS	19
2.3.1	Integrierte Kammaktoren	20
2.3.2	Elektrothermisch aktuiertes abstimmbares Filter	21
2.3.3	Wanderkeilbasierte Hohlleiterkomponenten	21
2.4	Zusammenfassung des Stands der Technik	23
3	Gekrümmte Balken aus galvanischem Nickel	25
3.1	Auswahl von galvanischem Nickel für die Herstellung gekrümmter Strukturen	25
3.2	Analytische Beschreibung von intrinsisch vorgespannten Strukturen	26
3.3	Grundlagen zur Galvanik	28
3.3.1	Galvanische Abscheidung von Nickel mit Nickelsulfamat-Elektrolyt	28
3.3.2	Ströme und Spannungen bei der Galvanik	29
3.3.3	Wasserstoff-Abscheidung	30
3.3.4	Herkunft der intrinsischen Spannungen	32
3.3.5	Streufähigkeit	32
3.4	Verwendete Galvanikanlage	33
3.4.1	Galvanikanlage „M-O-T μ Galv“	33
3.4.2	Elektrolyt	34
3.4.3	Parameter der galvanischen Abscheidung	35
3.5	Gekrümmte Nickelstrukturen mit definierten Variationen auf der Waferfläche	35
3.5.1	Herstellung von Teststrukturen	36
3.5.2	Charakterisierung der Schichtdicke	37
3.5.3	Simulation der Stromdichteverteilung	38
3.5.4	Bestimmung der Schichtspannung	41
3.5.5	Arbeitsablauf zur Erzeugung definierter Nickelstrukturen	42

4	Herstellung von elektrostatischen Wanderkeilaktoren	45
4.1	Verfügbare Technologien	45
4.2	Mögliche Varianten	46
4.3	Opferschicht und Galvanostartschicht	47
4.3.1	Schichtsystem mit Aluminium-Opferschicht	48
4.3.2	Schichtsystem mit Kupfer-Opferschicht	50
4.4	Isolator	52
4.4.1	Dielektrische Schichten in der Mikroelektronik	53
4.4.2	Auswahl von potentiellen dielektrischen Schichten	53
4.4.3	Dünnes SU-8	54
4.4.4	Gesputtertes Siliziumdioxid	55
4.4.5	Polyimid	55
4.4.6	Siliziumnitrid	55
4.4.7	Thermisches Oxid	56
4.4.8	Vergleich der Isolatoren	57
4.5	Ausgewählter Herstellungsprozess	58
5	Modellierung und Charakterisierung elektrostatischer Wanderkeilaktoren	61
5.1	Kontaktkräfte bei Wanderkeilaktoren	61
5.2	Modellierung von elektrostatischen Wanderkeilaktoren	63
5.2.1	Allgemeine Beschreibung des Wanderkeilaktors	64
5.2.2	Bekannte Lösungen zur Pull-In-Spannung	66
5.2.3	Erstellen eines eigenen numerischen Modells	69
5.2.4	Modellierung der Pull-In-Spannung auf Basis der Roll-Back-Spannung	70
5.3	Grenzen bezüglich der elektrischen Eigenschaften des Wanderkeilaktors	73
5.3.1	Zur Verfügung stehende Isolatoren	73
5.3.2	Theoretische Eigenschaften unterschiedlicher Isolatoren	74
5.3.3	Bestimmung der elektrostatischen Grenzen	74
5.4	Mechanische Grenzen	76
5.4.1	Restriktionen durch endliche Streck- und Dehngrenze	76
5.4.2	Herstellungsbedingte Restriktionen	77
5.5	Gegenüberstellung der unterschiedlichen Restriktionen	80
5.6	Charge-Trapping, Bipolare Ansteuerung und die Schaltgeschwindigkeit	81
5.6.1	Ursachen für Aufladungseffekte	81
5.6.2	Ansätze zur Verhinderung von Aufladungseffekten	82
5.6.3	Anforderung an eine bipolare Ansteuerung	83
5.6.4	Vergleich unterschiedlicher Ansteuerelektroniken	84
5.7	Charakterisierung eigener Wanderkeilaktoren	84
5.7.1	Einfluss der Luftfeuchtigkeit	85
5.7.2	Einfluss inhomogener Schichtdicke	87
5.7.3	Weitere Einflüsse	88
5.8	Zusammenfassung der Modellierung und Charakterisierung	88
6	THz-Hohlleiter für die Integration von MEMS-Bauteilen	89
6.1	Verluste im Hohlleiter	89
6.1.1	Metallische Verluste	89
6.1.2	Dielektrische Verluste	91
6.1.3	Anpassungsverluste	91
6.1.4	Zusammenfassung der Verlustmechanismen	92

6.2	Stand der Technik: Mikrotechnische Hohlleiter	92
6.2.1	Klassifizierung der Konzepte	92
6.2.2	Zusammenfassung des Stands der Technik	96
6.3	Versuche mit eigenen mikrotechnischen Hohlleitern	97
6.4	Konzepte zur Integration von MEMS in THz-Hohlleiter	97
6.4.1	Vergleich der Systeme	99
6.5	Ausarbeitung und Charakterisierung des gewählten Ansatzes	100
6.5.1	Erste Version - Schnitt entlang der Mitte der langen Kante	101
6.5.2	Zweite Version - Schnitt entlang der Mitte der kurzen Kante	103
6.6	Zusammenfassung	105
7	Schalten von THz-Signalen mit elektrostatischen Wanderkeilaktoren	107
7.1	Zusammenfassung der Randbedingungen	107
7.1.1	Kraftabhängigkeit des Kontaktwiderstands	107
7.1.2	Dimensionierung des Schalters	108
7.1.3	Annahmen zu den Grenzen des elektrostatischen Prinzips	110
7.2	Skalierung von Schaltern mit Aktoren senkrecht zur kurzen Seite des Hohlleiters	110
7.2.1	Simulationsmodell	110
7.2.2	Variation der Aktorlänge	111
7.2.3	Experimentelle Verifikation der Simulationen	112
7.2.4	Variation der Hohlleiterhöhe	113
7.2.5	Zusammenfassung der Ergebnisse	114
7.3	Untersuchung der Schalteigenschaften von senkrecht zur langen Seite des Hohlleiters integrierten Aktoren	115
7.3.1	Idealisiertes Modell	115
7.4	Ausarbeitung und Optimierung des THz-Schalters	116
7.4.1	Entwurf des Anschlags	116
7.4.2	Gekrümmte Elektrode	116
7.5	Aufbau des Systems	120
7.5.1	Der Anschlag	120
7.5.2	Wanderkeilaktoren	121
7.5.3	Integration der Aktoren in den Splitblock	122
7.6	Charakterisierung des Systems	123
7.6.1	Messungen im Reflektionsmodus	123
7.6.2	Messungen im Transmissionsmodus	124
7.6.3	Bestimmung der Isolation	125
7.6.4	Betrieb in umgekehrter Richtung	125
7.7	Zusammenfassung der Messungen und Simulationen	126
8	Zusammenfassung und Ausblick	129
8.1	Galvanik	129
8.2	Wanderkeilaktoren	130
8.3	Hohlleiter	131
8.4	Hohlleiterschalter	132
	Literaturverzeichnis	135
	Anhang	145
A	Kleinwinkelnäherung für Krümmungsbestimmung	145

B	Prozessoptimierung von Siliziumdioxid-Schichten	146
B.1	Herstellung der Proben	146
B.2	Der Sputterprozess	147
B.3	Die Charakterisierung	147
B.4	Parametervariation	147
B.5	Erkenntnisse	148
C	Wanderkeile auf thermischem Oxid	150
C.1	Prozessprotokoll	150
C.2	Masken	159
D	Ätzmedien	163
E	Numerische Berechnung der Pull-In-Spannung	164
F	Kenndaten der zur Modellverifikation verwendeten Aktoren	167
G	Ideale Aktorgeometrie bei Spannungslimitierung	168
H	Herstellung und Charakterisierung von WR-10 Hohlleiterstrukturen	170
I	Technische Zeichnungen Splitblock	174
I.1	Splitblock Version 1	174
I.2	Splitblock Version 2	178
J	Charakterisierung von Aktoren im Hohlleiter	182
K	Frequenzgang diverser Simulationsergebnisse	185

Abkürzungs- und Symbolverzeichnis

Abkürzung	Bedeutung
BGA	Ball-Grid-Array
CF ₄	Tetrafluormethan
CPS	Coplanar Stripline
CPW	Coplanar Waveguide
CVD	Chemical Vapor Deposition
DRIE	Deep Reactive Ion Etching
DFG	Deutsche Forschungsgemeinschaft
EM	elektromagnetisch
EMK	Institut für Elektromechanische Konstruktionen
FET	Feldeffekt Transistor
HF	Hochfrequenz
IGBT	Isolated Gate Bipolar Transistor
IMP	Institut für Mikrowellentechnik und Photonik
IR	Infrarot
KOH	Kalilauge
LOEWE	LandesOffensive zur Entwicklung Wissenschaftlich-ökonomischer Exzellenz
MEMS	Micro Electro Mechanical System
PECVD	Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition
PIN-Diode	Positiv - Intrinsisch - Negativ - Diode
PN-Übergang	Positiv - Negativ - Übergang
PVD	Physical Vapor Deposition
RF	Radio Frequency
RF-MEMS	Radio Frequency Micro Electro Mechanical System
SiO ₂	Siliziumoxid
Si ₃ N ₄	Siliziumnitrid
SPDT	Single Pole Double Throw
SPST	Single Pole Single Throw
STT	Sensors Towards Terahertz
S-Parameter	Streuparameter
TE	transversal elektrisch
TICMO	Tunable Integrated Components in Microwave Technology and Optics
TM	transversal magnetisch
UV	Ultraviolett



Symbol	Bedeutung	Einheit
A	Fläche, Querschnittsfläche	m^2
A^+/A^-	Amplitude der elektrischen Komponente der Welle in pos/neg. Ausbreitungsrichtung	V/m
a, b	Länge, Breite eines Rechtecks	m
a_n, b_n	Wellengröße	$\text{V}/\sqrt{\Omega}$
c	Lichtgeschwindigkeit	m/s
C	Kapazität (des elektrostatischen Aktors)	F
C_u	Kapazität eines Schalters im Transmissionsmodus	F
d_{Akt}	Dicke der gekrümmten Elektrode	m
d_1	Dicke der 1. Schicht des Balkens	m
d_2	Dicke der 2. Schicht des Balkens	m
d_{diel}	Dicke der Dielektrikums	m
d_{Luft}	Dicke des fertigungsbedingten Luftspalts	m
d_0	Spaltdicke	m
$E_x/E_y/E_z$	Elektrisches Feld in x/y/z-Richtung	V/m
E_{Max}	Durchbruchfeldstärke des Dielektrikums	V/m
E	E-Modul	N/mm^2
$\vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z$	Einheitsvektor in x,y,z	
f	Frequenz	Hz
f_c	Cut-Off-Frequenz	Hz
f_0	niedrigste Resonanzfrequenz des Balkens	Hz
F	Kraft	N
F_{el}	elektrostatische Kraft	N
F_k	Federkraft	N
F	Faraday-Konstante	C/mol
$H_x/H_y/H_z$	Magnetisches Feld in x/y/z-Richtung	A/m
I	Flächenträgheitsmoment	m^4
j	Stromdichte	A/m^2
j	imaginäre Einheit	
k	Federkonstante	N/m
k	Wellenzahl	1/m
k_c	Cut-Off Wellenzahl	1/m
l	Länge des Aktors	m
M	Drehmoment	N/m
M	molare Masse	mol
q	Flächenlast	N/m^2
q_{Substrat}	Linienlast, welche vor dem freistellen des vorgespannten Balkens auf das Substrat wirkt	N/m
q_{Smax}	maximal zulässige Linienlast	N/m

Symbol	Bedeutung	Einheit
Q	Ladungsmenge	C
R	Krümmungsradius des Balkens	m
R_E	Krümmungsradius des Balkens im eingespannten Zustand	m
R_S	Sheet-Resistance / Flächenwiderstand	Ω/\square
$S_{11} - S_{22}$	S-Parameter	V/V
T	Temperatur	$^{\circ}\text{C}$
t	Zeit	s
U	elektrische Spannung	V
$U_{\text{Pull-In}}$	Pull-In-Spannung - nach einem Ansatz, wenn nicht anders vermerkt	V
$U_{\text{PI-Pet}}$	Pull-In-Spannung nach Petersen	V
$U_{\text{PI-Wei}}$	Pull-In-Spannung nach Wei	V
$U_{\text{PI-Cho}}$	Pull-In-Spannung nach Wei	V
$U_{\text{PI-Ou}}$	Pull-In-Spannung nach Wei	V
U_{RB}	Roll-Back-Spannung nach Hesse	V
U_{Max}	Durchbruchspannung des Dielektrikums	V
v	Ausbreitungsgeschwindigkeit	m/s
w	Biegelinie, Auslenkung aus dem ursprünglichen Zustand	m
w_{intr}	Biegelinie, verursacht durch intrinsische Spannungen	m
w_F	Biegelinie, verursacht durch Krafteinleitung an der Balkenspitze	m
w_{Max}	Höhe des Anschlags - Maximale Auslenkung des Balkens	m
w_0	maximale Auslenkung des Balkens an der Spitze durch intr. Spannung	m
w_0/d_0	Verhältnis der anf. Auslenkung der Spitze zum anf. Luftspalt	m
w_n	Biegelinie nach n-ter Iteration bei numerischer Berechnung	m
w_q	Biegelinie, verursacht durch Flächenlast	m
W_{mech}	Mechanische Arbeit	J
x, y, z	Richtungskordinaten	m
z	Wertigkeit	
Z_w	Wellenwiderstand	Ω
α	Dämpfungskonstante	dB/m
α_c	metallische Verluste	dB/m
α_1, α_2	thermischer Ausdehnungskoeffizient	1/K
β	Phasenkonstante	1/m
β	Ausfallsteilheit	
γ	Ausbreitungskonstante	1/m
δ_s	Skin Depth / Eindringtiefe	m
$\Delta\sigma$	Differenz der mechanischen Spannungen beider Balkenschichten	N/m^2
ϵ	Dehnung	m/m
ϵ	Permittivität	As/(Vm)



Symbol	Bedeutung	Einheit
ϵ_0	elektrische Feldkonstante	As/(Vm)
ϵ_R	relative Permittivität	
$\epsilon_{R\emptyset}$	gemittelte relative Permittivität	
η	Wirkungsgrad	%
η	charakteristische Durchbruchfeldstärke	V/ μ m
λ	Wellenlänge	m
λ_g	Wellenlänge im Hohlleiter	m
μ	magnetische Permeabilität	Vs/(Am)
μ_0	magnetische Feldkonstante	Vs/(Am)
μ_R	relative magnetische Feldkonstante	
ω	Kreisfrequenz	1/s
ρ	spezifischer Widerstand	Ω m
ρ	Dichte	kg/m ³
σ_1	mechanische Spannung in der 1. Schicht des Balkens	N/m ²
σ_2	mechanische Spannung in der 2. Schicht des Balkens	N/m ²
φ	Winkel	°

1 Einleitung

Mit der Beeinflussung elektromagnetischer Wellen durch technische Hilfsmittel beschäftigt sich der Mensch schon seit der Steinzeit. So werden die ersten von Menschen gemachten Spiegel, welche in Kleinasien gefunden wurden, auf das Jahr 6000 - 5900 vor Christus datiert [1]. Technische Geräte, welche in irgendeiner Weise mit elektromagnetischen Wellen arbeiten, sind aus unserem heutigen Leben nicht mehr wegzudenken. Das elektromagnetische Spektrum reicht von niederfrequenten Radiowellen bis hin zu radioaktiver Gammastrahlung. Die Anwendungen in diesem Bereich sind unzählbar. Während in einigen Bereichen des Spektrums viele Möglichkeiten zur Erzeugung, zur Detektion und zur Interaktion mit der Welle existieren, gibt es andere, in denen die Möglichkeiten noch begrenzt sind. Der THz-Bereich, welcher sich über den Frequenzbereich von 100 GHz bis 10 THz erstreckt, ist ein solcher Bereich und wird deswegen auch als THz-Gap [2] bezeichnet. Da ein großes Potential in der Nutzung von THz-Wellen gesehen wird, ist die Entwicklung von neuartigen Technologien für diesen Bereich notwendig. Tonouchi [3] sieht diesen Bedarf durch das Potential im Bereich der Informations- und Kommunikationstechnologie, der Biologie und Medizin, der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung, der inneren Sicherheit, Qualitätskontrolle bei Lebensmitteln, bei Umwelt-Monitoring-Systemen, ultraschnellen Computersystemen und mehr.

Der THz-Bereich ist aus unterschiedlichen Gründen für all diese Felder interessant: Ein wichtiger Aspekt ist die Möglichkeit bildgebende Systeme realisieren zu können. Aufgrund der geringeren Wellenlänge im Vergleich zu Mikrowellen, ergibt sich eine höhere Ortsauflösung. Dies ist zwar auch im optischen Bereich möglich, jedoch lassen sich mit THz-Wellen viele Materialien, welche im sichtbaren Licht nicht transparent sind, durchleuchten. Im Gegensatz zu Röntgenstrahlen sind THz-Wellen zudem nicht erbgutschädigend. Ein weiterer Aspekt, der vor allem für die Materialanalytik interessant ist, sind die eindeutigen spektralen Signaturen von vielen Stoffen in diesem Bereich. Nicht zu vergessen ist jedoch auch die Tatsache, dass die zur Verfügung stehende Bandbreite bei der drahtlosen Kommunikation von der Trägerfrequenz des Signals abhängt. Aus diesem Grund sind Nachrichtentechniker schon immer an einer Erhöhung der Frequenzen bei Funkverbindungen interessiert und sehen den THz-Bereich als nächste Hürde, die es zu überwinden gilt [4].

1.1 Anwendung von THz-Schaltern

Mit Schaltern lassen sich Verbindungen in einem Leiter herstellen oder trennen. Sie kommen im gesamten elektromagnetischen Spektrum zum Einsatz, sei es als Faserschalter bei optischen Signalen, RF-MEMS (Radio Frequency - MicroElectroMechanical Systems) im Mikrowellenbereich oder einfachen Relais in der Gleichspannungstechnik. Schalter im THz-Bereich sind noch weitestgehend unerforscht. Betrachtet man den THz-Schalter als einen Mikrowellenschalter mit höherer Frequenz, so ergeben sich daraus einige Anwendungen. Nach Rebeiz [5], der die möglichen Einsatzfelder von RF-MEMS beschreibt, gibt es die folgenden Bereiche, in denen Schalter eingesetzt werden und in denen der Einsatz von MEMS-Schaltern Vorteile bringen kann:

Schaltnetzwerke: Ein Großteil unserer Kommunikationssysteme benötigt Schaltnetzwerke, um Schaltmatrizen zu realisieren. Vor allem in Satellitensystemen werden Schalter im Wert von mehreren Millionen Dollar verbaut.

Portable kabellose Systeme: Unsere heutigen Mobilfunkgeräte können mit unterschiedlichen Standards und somit auch unterschiedlichen Frequenzen mit der Umgebung kommunizieren. Damit die Sende- und Empfangseinheiten nicht komplett voneinander getrennt werden müssen, sind Schalter notwendig, die das System an die jeweilige Frequenz anpassen; z.B. können Schalter für die Impedanzanpassung von Antennen verwendet werden [6].

Phased Arrays: Bei einem Antennenarray lässt sich durch eine Änderung der Phasenbeziehung an den Einzelantennen die Richtcharakteristik der Antenne ändern. Hierzu muss die Phase eines Signals durch einen Phasenschieber angepasst werden. Phasenschieber lassen sich unter anderem durch Schaltmatrizen erzeugen.

Unabhängig von den genannten Anwendungsfeldern in Kommunikationssystemen gibt es noch unzählige andere Felder, für die der THz-Bereich interessant sein könnte. Diese Arbeit ist im Rahmen der LandesOffensive zur Entwicklung Wissenschaftlich-ökonomischer Exzellenz (LOEWE) im Forschungsschwerpunkt „Sensors Towards Terahertz“ (STT) durchgeführt worden. Das Ziel dieses Projektes war die „anwendungsorientierte Grundlagenforschung im Bereich der THz-Sensorik, der THz-Sensorsystemtechnik und der THz-Technologie“ [7]. In diesem Rahmen sollten unterschiedlichste THz-Systeme und einzelne Komponenten mit Schwerpunkt auf der Sensorik erforscht werden.

Im Arbeitspaket „B5 - Mikromechanisch schaltbare Wellenleiter“, welches zu dieser Dissertation geführt hat, war das Ziel definiert, durch mikromechanische Komponenten reversibel THz-Signalwege zu schalten, um so parallele Messstrecken und Referenzmessungen durchführen zu können. Mit solchen Schaltern wäre es möglich, mit nur jeweils einem THz-Sender und Empfänger den Informationsgehalt von THz-Messungen massiv zu erhöhen. Es könnten unterschiedliche Bereiche einer Reaktionskammer untersucht werden, oder eine Kalibration des Systems während der Messung durchgeführt werden [7].

1.2 Auswahl des Wellenleiters

Für den Aufbau eines schaltbaren Wellenleiters müssen unterschiedliche konzeptionelle Entscheidungen getroffen werden. Den größten Einfluss auf das System hat hierbei die Wahl eines passenden Wellenleiters. Hierfür werden in diesem Abschnitt die wesentlichen Grundlagen erläutert, Wellenleiter miteinander verglichen und der Hohlleiter, welcher für die Umsetzung ausgewählt wurde, näher beschrieben. Die folgenden Grundlagen sind dem Buch „Microwave Engineering“ von David M. Pozar [8] entnommen.

1.2.1 Ausbreitung elektromagnetischer Wellen

Elektromagnetische Wellen lassen sich durch verschiedene Größen beschreiben. Die wichtigsten sind die Wellenlänge λ , Frequenz f , Wellenzahl k , Kreisfrequenz ω und die Ausbreitungsgeschwindigkeit v . Die Größen hängen, wie in den folgenden Formeln beschrieben voneinander ab:

$$\begin{aligned}\omega &= 2\pi f & k &= \frac{\omega}{v} \\ \lambda &= \frac{v}{f} & v &= \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}}\end{aligned}\tag{1.1}$$

Allein die Ausbreitungsgeschwindigkeit ist unabhängig von den anderen Parametern. Sie setzt sich aus der Permeabilität μ und der Permittivität ϵ zusammen, kann aber auch über die Lichtgeschwindigkeit c , die relative Permittivität ϵ_r und die relative Permeabilität μ_r bestimmt werden. Die mathematische Beschreibung von elektromagnetischen Wellen erfolgt durch die Maxwell-Gleichungen. Diese lassen sich für einfache Geometrien analytisch lösen. Der einfachste Fall stellt eine ebene Welle dar. Die Lösung

für eine sich im verlustfreien Medium in positiver z -Richtung ausbreitende EM-Welle lässt sich wie folgt beschreiben.

$$E_x(z,t) = A^+ e^{-j(kz - \omega t)} \quad H_y(z,t) = \frac{1}{Z_w} A^+ e^{-j(kz - \omega t)} \quad (1.2)$$

Bei der beschriebenen Welle, steht das elektrische Feld E in x -Richtung und das magnetische Feld H in y -Richtung. A^+ bezeichnet die maximale Amplitude des elektrischen Feldes, $Z_w = \sqrt{\mu/\epsilon}$ ist der Wellenwiderstand. Breitet sich die Welle in einem verlustbehafteten Medium aus, wird im Exponenten jk durch $\gamma = \alpha + j\beta$ ersetzt. γ wird als Ausbreitungskonstante bezeichnet, β als Phasenkonstante und α als Dämpfungskonstante.

Bei einem einfachen Hohlleiterelement handelt es sich um ein Zweitor. Natürlich gibt es auch Bauelemente mit einer größeren Anzahl an Ein- und Ausgängen, die dann als Mehr Tore bezeichnet werden. Da in dieser Arbeit nur Bauelemente mit zwei Toren behandelt werden, werden auch lediglich diese hier erklärt.

Zur Beschreibung von Zweitoren gibt es unterschiedliche Ansätze. Bei niederfrequenten Signalen ist z.B. die Impedanzmatrix von großer Bedeutung. Mit ihr lassen sich die Spannungen an den Ein- und Ausgängen in Abhängigkeit von den Strömen an den Ein- und Ausgängen bestimmen. In der Mikrowellentechnik verwendet man aus praktischen Gründen üblicherweise die Streuparameter (S-Parameter). Hierbei werden die ein- und auslaufenden Wellen miteinander ins Verhältnis gesetzt (Abb. 1.1). Auf die Betrachtung der Zusammenhänge zwischen Strömen und Spannungen wird verzichtet, da die direkte Messung der einzelnen Parameter nur durch das Anbringen von Kurzschlüssen und Leerläufen an den unterschiedlichen Toren erfolgen kann. Dies ist bei hohen Frequenzen schwierig, da hier parasitäre Kapazitäten und Induktivitäten das Messergebnis erheblich verfälschen. Die Messung der S-Parameter erfolgt hingegen bei angepassten Wellenwiderständen, bei welchen diese Probleme nicht auftreten.

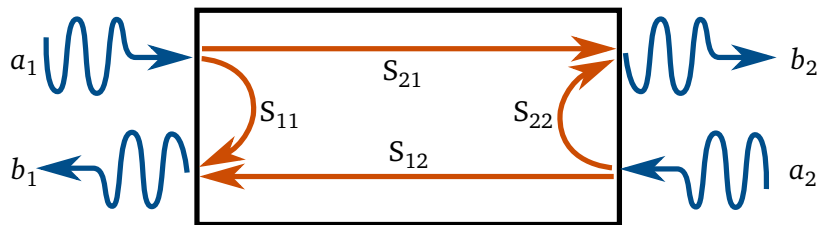


Abbildung 1.1: Darstellung der Bedeutung der einzelnen S-Parameter.

Für den Fall, dass die Leitungsimpedanzen an Ein- und Ausgang gleich sind, beschreiben die S-Parameter bei einer Zweidrahtleitung das Verhältnis der Spannungen von ein- und auslaufenden Wellen. Im Hohlleiter ist diese Betrachtung irreführend, da dieser keine zwei Adern besitzt, zwischen welchen die Spannung einfach gemessen werden könnte. Aus diesem Grund beziehen sich die S-Parameter in der Mikrowellentechnik per Definition auf die von den ein- und austretenden Leistungen abgeleiteten Wellengrößen a_n und b_n .

Die einzelnen S-Parameter beschreiben unterschiedliche Eigenschaften des Bauteils. Bei passiven Komponenten kommen die folgenden Bezeichnungen zum Einsatz:

S_{11} : Eingangsreflexionsfaktor

S_{21} : Vorwärts-Transmissionsfaktor

S_{22} : Ausgangsreflexionsfaktor

S_{12} : Rückwärts-Transmissionsfaktor

Die S-Parameter selbst sind komplexe Zahlen, da zur vollständigen Beschreibung des Signals neben dem Betrag auch eine Phasenbeziehung notwendig ist. Von besonderem Interesse ist bei vielen Systemen der Betrag bei einer Anregung an der Eingangsseite ($|S_{11}|$ und $|S_{21}|$). Deshalb wird diesen Werten, in dB dargestellt, ein eigener Begriff zugeordnet:

$-20 \log(|S_{11}|)$ dB: Reflektionsfaktor (Return Loss)

$-20 \log(|S_{21}|)$ dB: Einfügedämpfung (Insertion Loss)

Da bei den S-Parametern immer die ausgehende zur eingehenden Welle ins Verhältnis gesetzt wird, sind die S-Parameter bei passiven Bauelementen kleiner eins. Der Betrag der S-Parameter in dB ergibt dann einen negativen Wert. Die Einfügedämpfung und der Reflexionsfaktor sind somit positiv.

1.2.2 THz-Wellenleiter

Um elektromagnetische Wellen zu leiten stehen eine Vielzahl von Möglichkeiten zur Verfügung, die sich in diversen Punkten unterscheiden. Die relevanten Parameter zur Auswahl sind von Pozar in [8, Kap. 3.11] zusammengefasst: Dispersion, Bandbreite, Verlust, transportierbare Leistung, Dimensionen, Komplexität in der Herstellung und die Möglichkeit zur Integration anderer Komponenten. In der Literatur findet zum Thema THz-Wellenleiter zu einem großen Teil eher unübliche Wellenleitertypen. Dies wären freistehende metallische Drähte, sogenannte Goubau-Leiter [9], Parallelplattenleiter [10], dielektrische Wellenleiter [11, 12], metallische Schlitze [13] und plasmonische Strukturen [14]. Klassische Wellenleiter der Mikrowellentechnik, wie Microstrip und Koplanarleitungen, kommen ebenfalls zum Einsatz, dies aber nur bei sehr kleinen On-Chip-THz-Systemen [15, 16, 17, 18]. Der Hohlwellenleiter wird bei vielen THz-Anwendungen nicht berücksichtigt. Der Grund hierfür ist die Verwendung der THz-Time-Domain-Spectroscopy. Bei dieser können dispersive Wellenleiter, wie es Hohlleiter sind, nur bedingt verwendet werden. Nichtsdestotrotz findet man auch Hohlleiter für den THz-Bereich, vor allem in der Radioastronomie [19, 20]. Die verschiedenen genannten Wellenleiter sind in Abb. 1.2 dargestellt.

Ein wichtiges Kriterium für die Auswahl eines Wellenleiters sind die Verluste. Pozar vergleicht in [8, Kap. 3.11] die Verluste verschiedener Wellenleiter im Mikrowellenbereich rein qualitativ. Der Hohlleiter weist dabei im Vergleich zum Koaxialkabel, zum Koplanarleiter und zum Microstrip die geringsten Verluste auf. Im THz-Bereich lassen sich die letztgenannten Wellenleiter wegen der hohen Verluste nur für sehr kurze Leitungsstücke sinnvoll einsetzen. Aus diesem Grund werden aus solchen Wellenleitern nur sehr kleine On-Chip-Systeme realisiert.

Im optischen Bereich werden zur Wellenleitung üblicherweise Glasfasern eingesetzt. Die Verluste sind hier im Vergleich zu den Wellenleitern im Mikrowellenbereich um Größenordnungen geringer. So besitzen Monomode-Fasern für eine Wellenlänge von 1550 nm eine Dämpfung von weniger als 0,2 dB/km [21]. Solche Wellenleiter im THz-Bereich einzusetzen liegt also nahe. Hierzu gibt es schon einige Forschungsarbeiten, die in [11] zusammengefasst sind und hier kurz erläutert werden:

Im Gegensatz zum sichtbaren und infraroten Licht sind die dielektrischen Verluste im THz-Bereich wesentlich größer. Luft weist im Vergleich zu Polymeren und Gläsern, aus denen sich dielektrische Wellenleiter herstellen lassen, wesentlich geringere Verluste auf. Um den Einfluss der dielektrischen Verluste des Materials auf die Verluste des Wellenleiters zu reduzieren, werden im THz-Bereich Wellenleiter eingesetzt, welche einen möglichst großen Teil der Welle an der Luft leiten. So gibt es dielektrische Wellenleiter mit porösen oder hohlen Kernen und dielektrische Wellenleiter mit einem dünnen festen Kern und Luft als Ummantelung. Die hohlen Wellenleiter sind mit einem Durchmesser von mehreren Millimetern recht dick und weisen deswegen ein multimodales Verhalten auf. Die Wellenleiter mit dünnem festem oder porösem Kern sind meist monomodal. Sie sind jedoch in ihrem Einsatz beschränkt, weil sich ein großer Teil der Welle außerhalb des Wellenleiters befindet und dieser somit empfindlich auf jede Veränderung in der Umgebung reagiert.

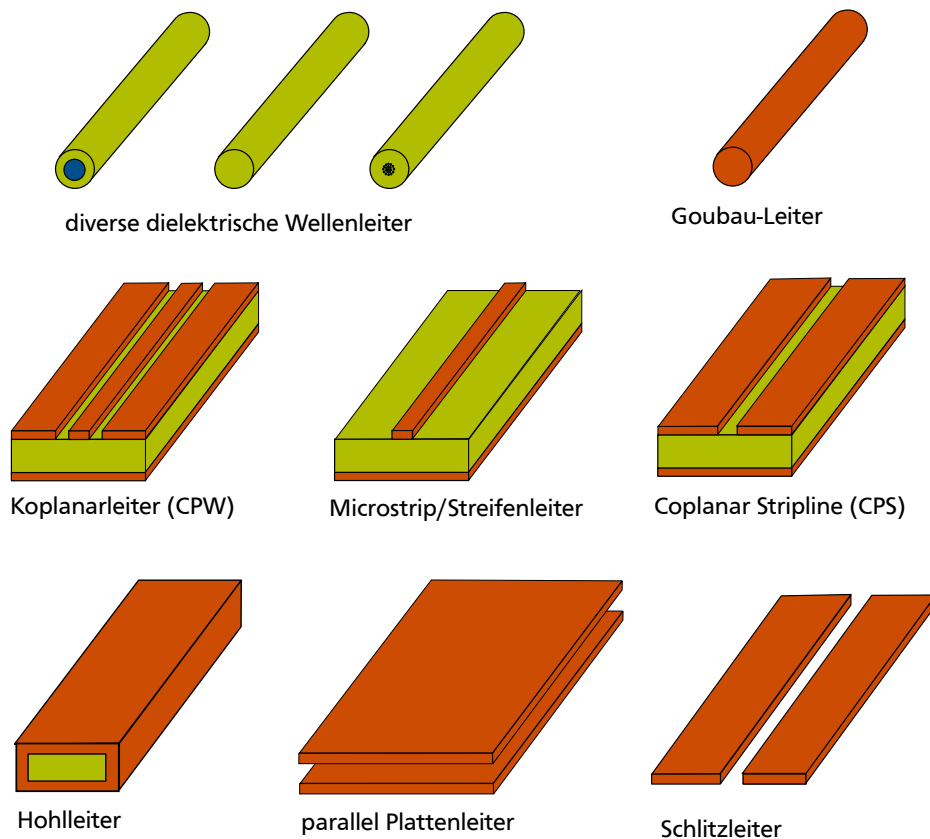


Abbildung 1.2: Diverse Wellenleiter, welche für den Einsatz bei THz-Frequenzen untersucht wurden.

Wenn man nun die Verluste der unterschiedlichen Wellenleiter gegenüberstellt, erhält man das in Abb. 1.3 dargestellte Diagramm.

Das Diagramm verdeutlicht, dass die Verwendung von planaren Wellenleitern (Microstrip, Koplanar) wegen der hohen Verluste kritisch zu betrachten ist. Für Frequenzen oberhalb von 500 GHz sind die Verluste von Hohlleitern im Vergleich zu den dielektrischen Leitern und der Goubau-Leitung zwar ebenfalls stark erhöht, jedoch überzeugen die Hohlleiter durch andere Eigenschaften:

Für die Integration von MEMS-Bauteilen ist es wichtig, dass es Möglichkeiten gibt die Mikrostruktur definiert an den Wellenleiter zu koppeln. Bei freistehenden Goubau-Leitungen und dielektrischen Leitern ist dies schwierig, weil sich diese nicht integrieren lassen. Eine Kopplung an hohle dielektrische Wellenleiter ist ebenfalls schwierig. Bei Parallelplatten-Wellenleitern gibt es Probleme, weil sich die Welle über die komplette Breite der beiden Platten ausbreitet. Die Integration von Schaltern müsste dann über die komplette Breite des Leiters erfolgen.

Ein MEMS-Bauteil kann hingegen ohne Probleme in einen Hohlleiter integriert werden. Hierbei muss nur die Größe des Hohlleiters betrachtet werden. Da die Größe des Hohlleiters mit der Wellenlänge skaliert und THz-Hohlleiter so unter einen Millimeter groß werden (Abb. 1.4), sind diese für die Kombination mit mikrotechnischen Elementen sehr gut geeignet.

Ein letzter Punkt, der für die Verwendung von Hohlleitern spricht ist das Vorhandensein von Messequipment. So steht durch das Projekt STT ein Netzwerkanalysator mit Extension Modulen für die Hohlleiterdimensionen WR-3.4 und WR-2.2 zur Verfügung. Für alle anderen Wellenleiter müssten somit Übergänge zum Hohlleiter geschaffen werden. Um den mikrotechnischen Schalter zu charakterisieren müsste dann auch ein reproduzierbares Ankoppeln an den Hohlleiter gewährleistet sein.

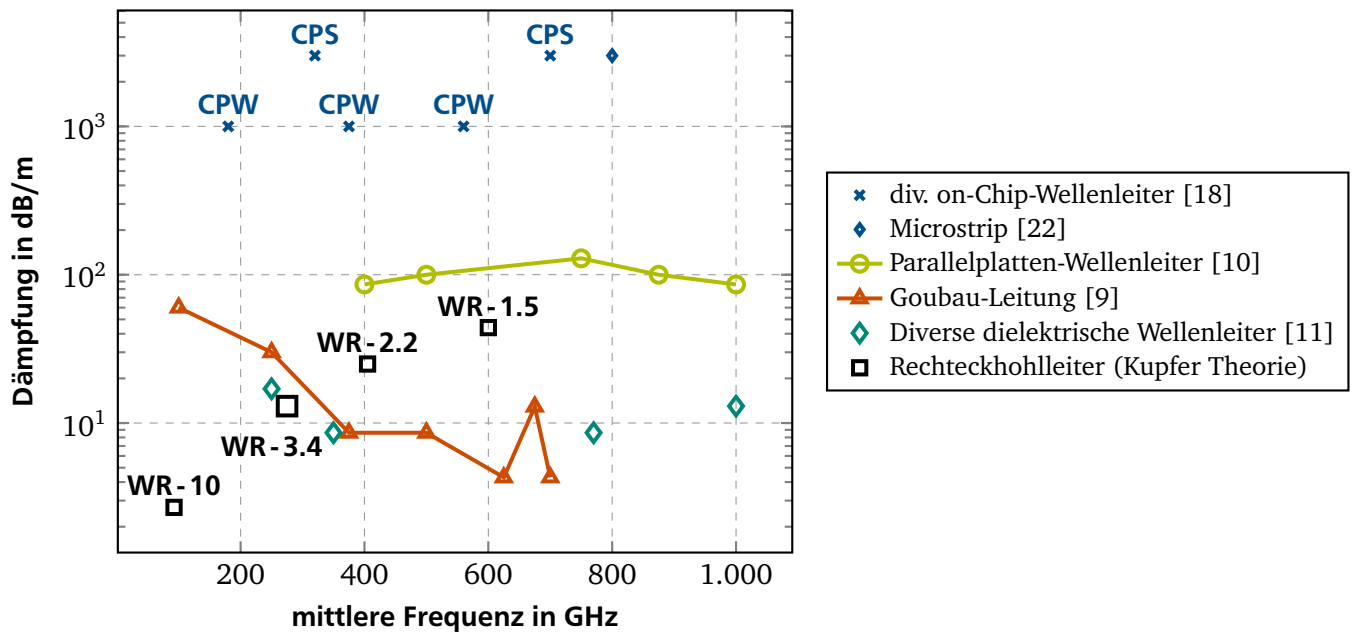
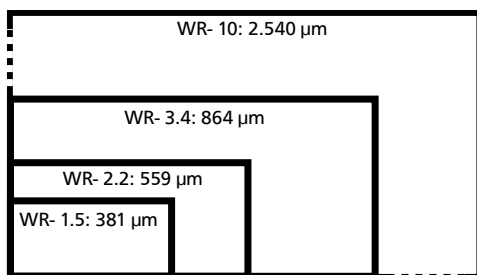


Abbildung 1.3: Vergleich verschiedener Wellenleitertypen. Dargestellt ist die theoretisch erreichbare Dämpfung bei Kupferhohlleiter in der Mitte des jeweiligen Frequenzbands, wie in Kapitel 6 beschrieben. Bei den dielektrischen Wellenleitern werden gemessene Dämpfungswerte auf dieselbe Art dargestellt. Die Goubau-Leitung und der Parallelplatten-Wellenleiter können für ein sehr großes Frequenzband verwendet werden. Bei den CPS und CPW-Wellenleitern werden jeweils nur einzelne Werte für einzelne Frequenzen angegeben. Die Unterschiede kommen hier durch unterschiedliche Substrate zustande.

1.2.3 Wellenausbreitung im Hohlleiter

Im Hohlleiter erfolgt die Wellenleitung durch elektrische und magnetische Felder, die sich im Innern ausbreiten und zusätzlich über Verschiebestrome, die durch die Wände des Hohlleiters fließen, siehe Abb. 1.5. Typisch für diese Art von Leiter ist, dass immer nur eine Feldkomponente, elektrisch oder magnetisch, senkrecht zur Ausbreitungsrichtung stehen kann. Des Weiteren können sich Wellen erst ab einer bestimmten Frequenz (Cut-Off-Frequenz f_c) im Wellenleiter ausbreiten. Diese Frequenz ist von der Größe des Wellenleiters abhängig. Je größer der Hohlleiter, desto niedriger die Cut-Off-Frequenz. Bei Rechteckhohlleitern kann die Wellenausbreitung zudem in unterschiedlichen Moden stattfinden. Unterschiedliche Moden haben im Wellenleiter bei gleicher Frequenz unterschiedliche Wellenlängen und unterschiedliche Ausbreitungsgeschwindigkeiten. Dies gilt es aber zu vermeiden. Da die unterschiedlichen Moden unterschiedliche Cut-Off-Frequenzen besitzen, wird das Frequenzband eines Hohlleiters so gewählt, dass



Bezeichnung	Geometrie in μm	Frequenz in GHz
WR - 10	2540×1270	75 - 110
WR - 3.4	864×432	220 - 330
WR - 2.2	559×280	330 - 500
WR - 1.5	381×191	500 - 750

Abbildung 1.4: Vergleich der Größe unterschiedlicher Standard-Hohlleiter in Abhängigkeit von der Frequenz, nach [23].

nur eine Mode ausbreitungsfähig ist. Verwendung findet die TE_{10} Mode. Die Cut-Off-Frequenz und die Cut-Off-Wellenzahl dieser Mode berechnet sich wie folgt:

$$f_{c-TE_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad k_{c-TE_{10}} = \frac{\pi}{a} \quad (1.3)$$

a bezeichnet hier die lange Seite des Rechteckhohlleiters. Die Seitenlänge bezieht sich wie in Abb. 1.4 gezeigt, auf die Innenseite des Hohlleiters.

Wie erwähnt, unterscheidet sich die Wellenlänge im Hohlleiter von Mode zu Mode. Dies bedeutet natürlich auch, dass die Wellenlänge im Hohlleiter eine andere ist als im Freiraum. Die Wellenlänge im Hohlleiter λ_g und die Phasenkonstante β ergeben sich aus der Cut-Off-Wellenzahl:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} \quad \lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} \quad (1.4)$$

Mit der Phasenkonstante lässt sich dann das elektrische Feld im Hohlleiter bestimmen. Es zeigt bei der TE_{10} -Mode nur in eine Richtung (y):

$$E_{y-TE_{10}} = (A^+ e^{-j\beta z} + A^- e^{j\beta z}) \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \quad (1.5)$$

In dieser Gleichung ist der allgemeine Fall zusammengefasst, dass sich Wellen in beide Richtungen ausbreiten können. Für den speziellen Fall, dass sich eine Welle nur in eine Richtung ausbreitet, sind das elektrische Feld, das magnetische Feld und die Verschiebestrome in Abb. 1.5 visualisiert. Das magnetische Feld, zu dem in der Abbildung auch nur die Beträge der Richtungsvektoren dargestellt sind, besitzt Komponenten in Richtung x und z .

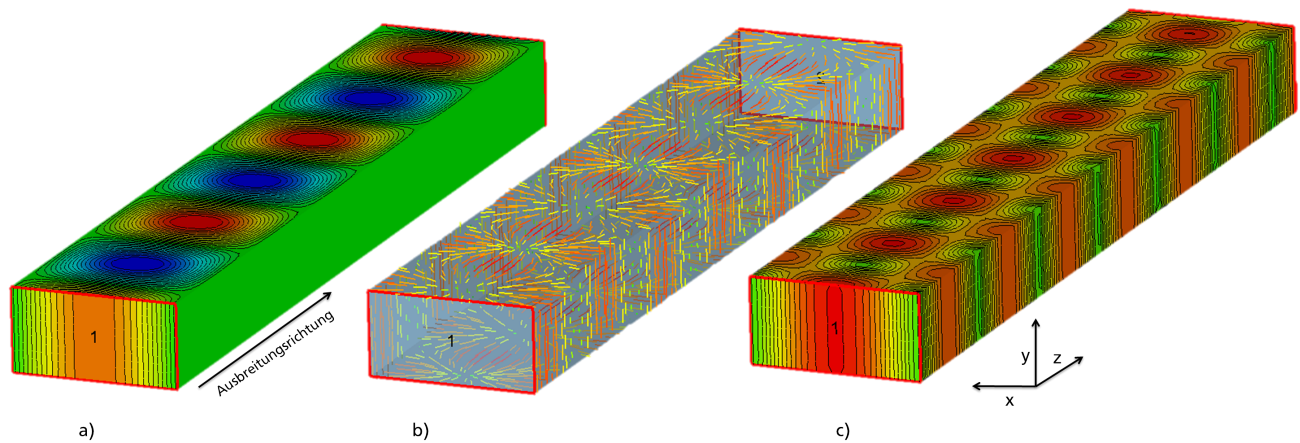


Abbildung 1.5: Betrag des elektrischen Feldes im Hohlleiter (a), Ströme an den Innenwänden des Hohlleiters (b) und Betrag des Magnetfeldes (c). Gezeigt wird der schematische Verlauf einer TE_{10} Mode, welche in der Software CST Microwave Studio simuliert wurde.

1.3 Mechanisches Schalten von hochfrequenten Signalen

Neben dem Wellenleiter ist die Auswahl eines Schaltprinzips für den späteren Aufbau eines Schalters von Relevanz. Hierbei gibt es zwei wesentliche Unterschiede bei der Umsetzung, die hier anhand zweier RF-MEMS erläutert werden sollen. Die beiden Schalter sind in Abb. 1.6 und 1.7 dargestellt.

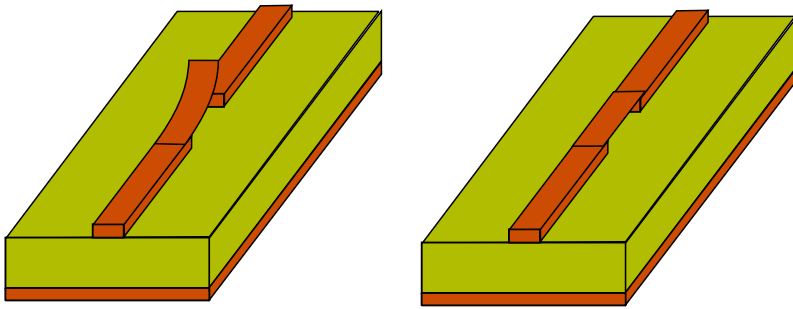


Abbildung 1.6: Ohmscher Schalter für Microstrip-Wellenleiter, wie in [24] beschrieben.

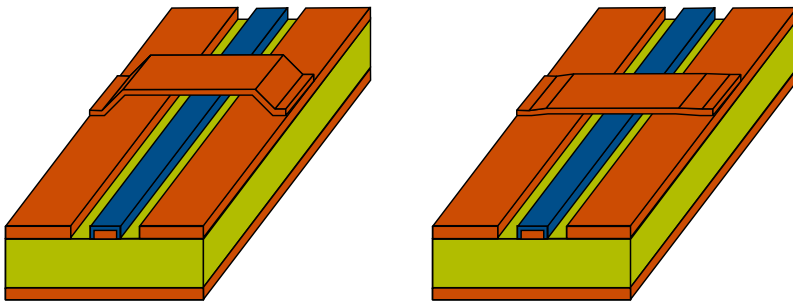


Abbildung 1.7: Kapazitiver Schalter für Koplanar-Wellenleiter, wie in [25] beschrieben.

Der ohmsche Schalter hat eine große Ähnlichkeit mit einem klassischen DC-Relais. Die Signalleitung kann unterbrochen und geschlossen werden. So lassen sich bei diesem Element nicht nur hochfrequente, sondern auch DC-Signale schalten.

Der kapazitive Schalter basiert hingegen auf einem anderen Prinzip. Hier wird eine Brücke, welche über den Leiter eines Koplanarwellenleiters gespannt ist, in ihrem Abstand zum Leiter variiert. Hierdurch ändert sich die Kapazität zwischen der Brücke und dem Leiter. Da die Brücke mit der Masse des Leiters verbunden ist, entsteht beim Schließen des Schalters ein Kurzschluss durch die kleine Kapazität. Dieses Prinzip kann bei Gleichspannung nicht verwendet werden, da die kapazitive Kopplung stark von der Signalfrequenz abhängt. Des Weiteren wird bei angezogener Brücke der Signalweg nicht durch einen Leerlauf unterbrochen, sondern durch einen Kurzschluss.

1.3.1 Schalten im Hohlleiter

Auch beim THz-Schalter kann der Schalteffekt durch einen Kurzschluss oder einen Leerlauf erzeugt werden. Der Leerlauf entspräche einem geöffneten Hohlleiter, der Kurzschluss einem Hindernis, welches in den Hohlleiter eingebracht wird und die Welle zur Reflektion zwingt. Während beim Öffnen des Hohlleiters auch immer eine Abstrahlung des Signals in die Umgebung erfolgt, lässt die Erzeugung eines Kurzschlusses bei richtiger Umsetzung eine vollständige Reflektion des Signals zu. Am einfachsten lässt sich dies mit einem Spiegel vergleichen, welcher ein optisches Signal im freien Raum reflektiert.

Zur Umsetzung eines solchen Konzepts mit MEMS-Bauteilen muss ein Element in den Hohlleiter eingebracht werden, welches im Transmissionsmodus für die Welle unsichtbar erscheint und im Reflektionsmodus einer reflektierenden Wand gleicht. Die Verwendung von gekrümmten Strukturen, welche sich in den Hohlleiter wölben und sich bei einer Aktuierung flach an die Hohlleiterwand anlegen können, eignen sich prinzipiell für einen solchen Schalter. Das Prinzip ist in Abb. 1.8 dargestellt.

Im Gegensatz zum kapazitiven Schaltprinzip im RF-MEMS soll hier ein ohmscher Schalter eingesetzt werden, da die Kontaktfläche zwischen der gekrümmten Elektrode und der Hohlleiterwand sehr klein und schwer zu bestimmen ist. Für den ohmschen Kontakt ist eine Kontaktkraft erforderlich, welche entscheidend für den Übergangswiderstand am elektrischen Kontakt ist. Diese Kraft wird dadurch gewährleistet,

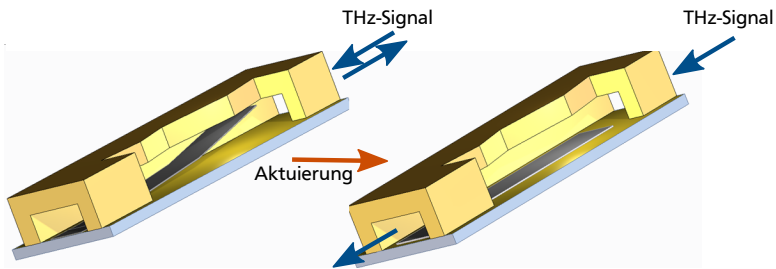


Abbildung 1.8: Prinzip des Hohlleiterschalters: Eine gekrümmte Elektrode lässt sich im Hohlleiter aktivieren, um zwischen Transmission und Reflektion umzuschalten.

dass die gekrümmte Struktur im nicht eingespannten Zustand eine größere Krümmung (Leerlaufauslenkung) besitzt, als im eingespannten Zustand. Sie wirkt somit wie eine Feder (Abb. 1.12).

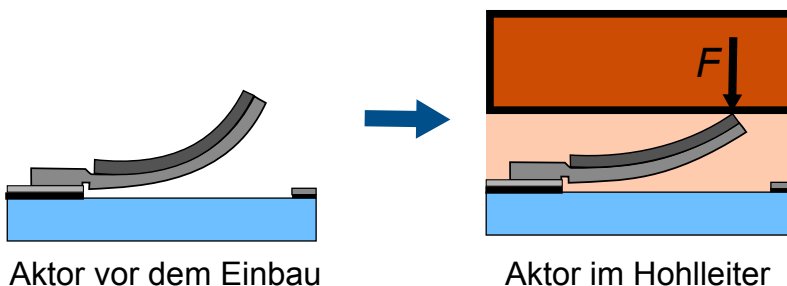


Abbildung 1.9: Erzeugung der Kontaktkraft für den ohmschen Kontakt: Die gekrümmte Struktur wird durch den Einbau in den Hohlleiter gespannt, wie eine Feder.

1.3.2 Kenndaten bei RF/THz-MEMS-Schaltern

So wie sich die grundlegend verschiedenen Schalterprinzipien aus dem Bereich der RF-MEMS für den Entwurf von THZ-Schaltern nutzen lassen, so können auch die wesentlichen Größen zur Beschreibung von RF-MEMS für den Vergleich von THZ-Schaltern herangezogen werden. Diese Größen und die dafür verwendete Terminologie werden hier kurz eingeführt.

Einfügungsdämpfung in dB

Die Einfügungsdämpfung $|S_{21}|_{\text{an}}$ eines Schalters beschreibt das Verhältnis zwischen dem eingebrachten Signal und dem transmittierten Signal des Schalters im geöffneten Zustand (Transmissions-Modus).

Isolation in dB

Die Isolation beschreibt die Fähigkeit des Schalters im geschlossenen Zustand (Reflektions-Modus) die Welle an der Transmission zu hindern. Sie berechnet sich aus der Differenz zwischen $|S_{21}|_{\text{aus}}$ und $|S_{21}|_{\text{an}}$, jeweils in dB.

Bandbreite in GHz

Ein Schalter muss nicht zwingend die gleiche Bandbreite, wie der verwendete Wellenleiter besitzen. Wenn ein bestimmter Wert für die Isolation des Schalters nur in einem kleineren Frequenzband gegeben ist, begrenzt dies die Bandbreite.

Schaltzeit in s

Die Geschwindigkeit, die zum Umschalten vom einen in den anderen Zustand benötigt wird, kann darüber entscheiden, ob ein Schalter für eine bestimmte Anwendung geeignet ist.

Leistungsverbrauch in W

Den Leistungsverbrauch für die unterschiedlichen Systeme zu vergleichen ist äußerst schwierig. Manche brauchen nur für den Umschaltvorgang Energie, andere hingegen für den einen oder anderen Schaltzustand.

Benötigte Spannung in V

Diese unterscheidet sich auch je nach Technologie. Sie entscheidet darüber, ob herkömmliche integrierte Schaltungen zur Ansteuerung ausreichend sind oder ob spezielle Treiber benötigt werden.

Belastbarkeit in W

Die Fähigkeit hohe Leistungen zu Schalten ist vor allem beim Einsatz von Schaltern in Sendeeinheiten relevant.

Lebenszeit in Schaltspielen

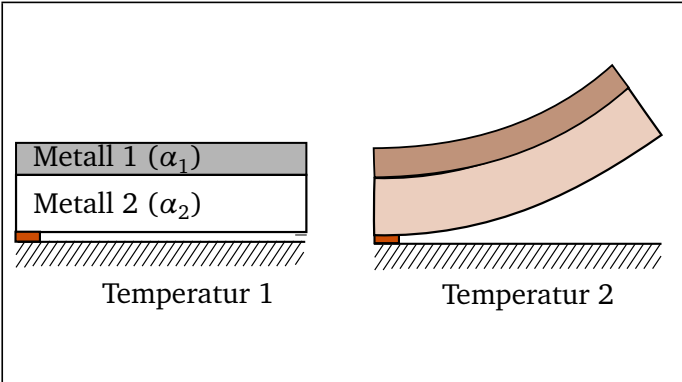
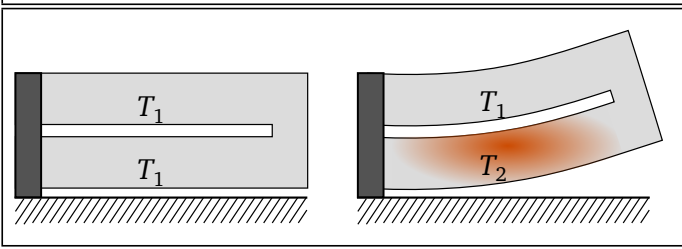
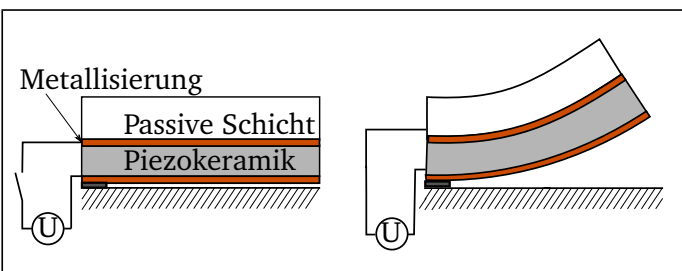
Diese ist vor allem bei MEMS-Schaltern begrenzt.

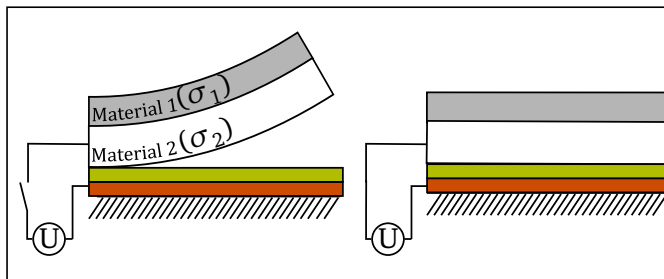
1.4 Elektrostatische Wanderkeilaktoren

In dieser Arbeit sollen elektrostatische Wanderkeilaktoren für den Aufbau von THz-Hohlleiterschaltern zum Einsatz kommen. Die Gründe für die Auswahl des Aktorprinzips, der generelle Aufbau und die theoretischen Grundlagen zur Beschreibung von elektrostischen Aktoren werden in diesem Abschnitt erläutert.

1.4.1 Auswahl des Schaltprinzips

In der Mikrotechnik existieren verschiedene Möglichkeiten um gekrümmte aktuierbare Balken zu erzeugen. Diese Art von Aktor wird auch als Out-Of-Plane-Aktor bezeichnet, weil er im Gegensatz zu vielen anderen Aktoren, eine Bewegung aus der Ebene heraus erzeugt. Die wichtigsten Aktorprinzipien sind in den Abbildungen 1.10 dargestellt und erläutert.

	<p>Bimetallaktor: Die Krümmung der Struktur entsteht aufgrund unterschiedlicher thermischer Ausdehnungskoeffizienten α. In der gezeigten Anordnung krümmt sich der Balken durch die Erhöhung der Temperatur T für den Fall $\alpha_2 > \alpha_1$ nach oben. Anwendung finden diese Aktoren in mikrooptischen Systemen [26], bei Rasterkraftmikroskopen [27] und auch als Federkontakte für Waferprober [28].</p>
	<p>Pseudobimorphaktor: Die Krümmung der Struktur entsteht aufgrund unterschiedlicher Temperaturen und der daraus resultierenden unterschiedlichen Dehnung der beiden verbundenen Balken. Ihren Einsatz finden diese Aktoren z.B. in Braille-Flächendisplays [29].</p>
	<p>Piezomonomorphaktor: Durch das Anlegen einer elektrischen Spannung an eine Piezokeramik dehnt sich diese senkrecht zum elektrischen Feld aus und krümmt die gesamte Struktur somit nach oben. So konnten z.B. abstimmbare Kapazitäten [30], [31] realisiert werden.</p>



Wanderkeilaktor: Durch Anlegen einer elektrischen Spannung wird die vorgekrümmte Struktur auf ein Dielektrikum gezogen. Bisherige Anwendungen dieses Aktorprinzips sind Mikrorelais [32, 33], Mikrosteckverbinder [34], Ventile [35], RF-MEMS-Schalter [36] und auch Hohlleiterschalter [37, 38].

Abbildung 1.10: Zusammenstellung unterschiedlicher Out-Of-Plane Aktoren.

Die Auswahl eines geeigneten Aktorprinzips erfolgt anhand mehrerer Kriterien. Die **Geschwindigkeit (1)** ist ein wesentlicher Punkt, welcher entscheidend dafür ist, in welchen Szenarien ein solcher Schalter eingesetzt werden kann. Die **Herstellbarkeit (2)** im eigenen Reinraum ist wichtig, weil der Aktor nur so an unterschiedliche Bedingungen angepasst werden kann. Die **Integrierbarkeit (3)** beschreibt, ob sich die gekrümmte Struktur komplett im Hohlleiter integrieren lässt und ein Anlegen an der Unterseite des Hohlleiters möglich ist. Der Vergleich ist in Tabelle 1.1 dargestellt.

Tabelle 1.1: Bewertung der einzelnen Aktorprinzipien bezüglich der genannten Kriterien. Die Beurteilung der Varianten erfolgt qualitativ in jeweils 2 Stufen (rot und grün) für eine negative und positive Bewertung.

	Geschwindigkeit (1)	Herstellung (2)	Integrierbarkeit (3)
Bimetall	Langsam	Möglich	Ja
Pseudobimorph	Langsam	Möglich	Nein
Piezo-Aktor	Schnell	Nicht möglich	Ja
Wanderkeil	Schnell	Möglich	Ja

Die Tabelle verdeutlicht, dass der Wanderkeilaktor alle geforderten Kriterien erfüllt. Die Integration eines Piezo-Aktors wäre zwar auch interessant, kann zurzeit, aufgrund der fehlenden Technologie jedoch nicht untersucht werden.

1.4.2 Aufbau des Wanderkeilaktors

Ein elektrostatischer Wanderkeilaktor besteht aus einer gekrümmten Elektrode, einem Dielektrikum und einer Gegenelektrode. Beim Anlegen einer Spannung zwischen den beiden Elektroden legt sich die gekrümmte Elektrode ab einer gewissen Schwellenspannung, der sogenannten Pull-In-Spannung, auf das Dielektrikum auf. Das wichtigste Element in einem solchen Aktor ist die gekrümmte Elektrode. Deren mechanische Eigenschaften wirken sich einerseits auf die Pull-In-Spannung aus. Im Hohlleiter integriert soll sie andererseits mit dem THz-Signal interagieren. Somit entscheiden ihre Eigenschaften ebenfalls über die Leistungsfähigkeit des Hohlleiterschalters. In dieser Arbeit soll diese gekrümmte Struktur galvanisch aus Nickel erzeugt werden. Im Gegensatz zu Strukturen, welche auf Silizium basieren, lassen sich diese Strukturen einfach komplett mit Gold beschichten, was sich auf die Eigenschaften des THz-Schalters positiv auswirken sollte. Diverse Wanderkeilaktoren werden auch aus einer Kombination verschiedener Materialien hergestellt. Die Verwendung von nur einem Metall hat zudem den Vorteil, dass Temperaturschwankungen keinen Einfluss auf die Balkenkrümmung haben. Der Aufbau während der Herstellung und nach dem Freistellen der gekrümmten Struktur ist in Abb. 1.11 dargestellt.

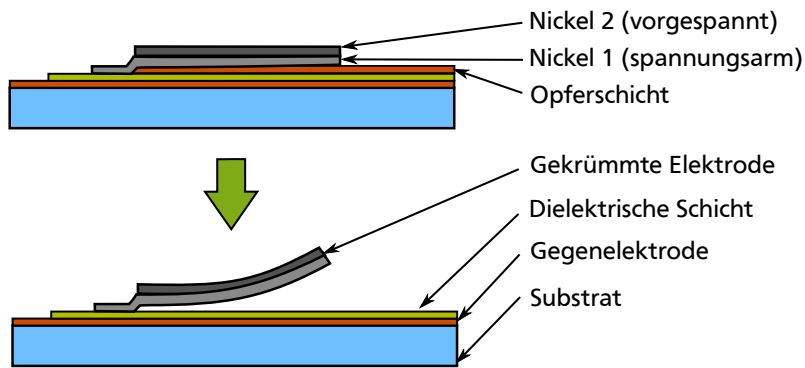


Abbildung 1.11: Aufbau und Herstellung des Wanderkeilaktors. Auf eine Opferschicht werden zwei Schichten mit unterschiedlichen intrinsischen Vorspannungen aufgebracht. Nach dem Entfernen der Opferschicht krümmt sich der Balken nach oben.

1.4.3 Kräfte in elektrostatischen Aktoren

Zum Verständnis des Wanderkeilaktors werden hier kurz die Kräfte bei elektrostatischen Aktoren erläutert. Die Herleitung erfolgt über das Prinzip der virtuellen Arbeit [39]. Dieses besagt, dass sich die Kraft in eine Bewegungsrichtung über die Energieänderung im System bei einer fiktiven infinitesimal kleinen Verschiebung in dieselbe Richtung bestimmen lässt. Elektrostatische Aktoren lassen sich üblicherweise als Plattenkondensator mit veränderlicher Geometrie beschreiben (siehe Tabelle 1.2). Die im Kondensator gespeicherte Energie würde sich bei einer Geometrieänderung ebenfalls ändern, woraus die Kraft im Aktor resultiert. Die Herleitung hierzu ist in [40] zu finden und wird hier nicht näher erläutert.

Tabelle 1.2: Verschiedene Varianten zur Erzeugung einer elektrostatischen Kraft.

Auslenkung senkrecht zur Feldrichtung	Auslenkung in Feldrichtung
Kapazität der Anordnung:	
$C = \epsilon \frac{(a - \Delta x) \cdot b}{d_0}$	$C = \epsilon \frac{A}{d_0 - \Delta z}$
Resultierende Kräfte:	
$\vec{F} = -\frac{1}{2} \epsilon \cdot U^2 \frac{b}{d_0} \cdot \vec{e}_x$	$\vec{F} = \frac{1}{2} \epsilon \cdot U^2 \frac{A}{d_0^2} \cdot \vec{e}_z$

Für die Erzeugung von definierten Auslenkungen wird der elektrostatischen Kraft üblicherweise eine Gegenkraft in der Form einer Feder gegenübergestellt. Für Aktoren mit veränderlichem Elektrodenabstand ist der schematische Aufbau einer solchen Anordnung in Abb. 1.12 dargestellt. Um einen Zusammenhang zwischen der angelegten Spannung U und der Auslenkung z zu erhalten, müssen die Federkraft

F_k und die elektrostatische Kraft F_{el} gleichgesetzt werden. Durch Umformen erhält man so die implizite Gleichung für die Auslenkung z :

$$F_{el} = F_k \quad (1.6)$$

$$\Leftrightarrow \frac{1}{2} \epsilon A \cdot \left(\frac{U}{d_0 - z} \right)^2 = k \cdot z \quad (1.7)$$

$$\Leftrightarrow U^2 = \frac{2k}{\epsilon A} \cdot z(d_0 - z)^2 \quad (1.8)$$

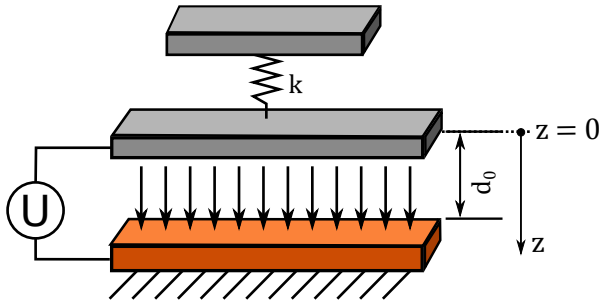


Abbildung 1.12: Elektrostatischer Aktor mit Feder zur Erzeugung einer Gegenkraft.

Wenn man den Zusammenhang zwischen angelegter Spannung U und Auslenkung z gegeneinander aufträgt (Abb. 1.13) stellt man fest, dass sich der angelegten Spannung kein eindeutiger Wert für die Auslenkung zuordnen lässt. Dies bedeutet für den Aktor, dass die spannungsabhängige Auslenkung vom Ausgangszustand abhängig ist. Startet man bei der Auslenkung $z = 0$ führt eine Erhöhung der Spannung zu einer Auslenkung. Dies geschieht so lange bis man die Pull-In-Spannung erreicht. Ab diesem Zeitpunkt wird das System instabil. Da ab diesem Zeitpunkt die notwendigen Spannungen immer kleiner werden, wird die Elektrode direkt auf $z = d_0$ gezogen. Im gezeigten Fall sind die Elektroden nicht isoliert, wodurch der Pull-In zu einem Kurzschluss führt. Diesen gilt es zu vermeiden. Für den Fall, dass die Elektroden über eine isolierende Schicht verfügen, ist diese in den Berechnungen zu berücksichtigen. Sie führt dazu, dass nach erfolgtem Pull-In eine Haltespannung, welche kleiner als die Pull-In-Spannung ist, unterschritten werden muss, um das System wieder in den ursprünglichen Zustand zu versetzen.

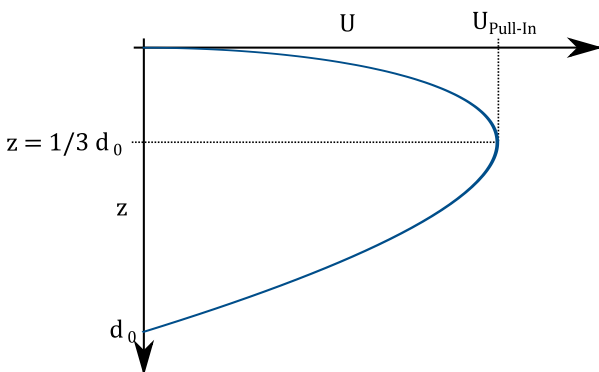


Abbildung 1.13: Abhängigkeit der Auslenkung von der angelegten Spannung. Die Kurve macht deutlich, dass sich die Auslenkung nur bis zu einem Drittel des Spalts einstellen lässt. Ab diesem Punkt wird der Aktor instabil und die bewegliche Elektrode wird auf die Gegenelektrode gezogen. Aus diesem Grund wird die maximale Spannung als Pull-In-Spannung bezeichnet.

Bei dem oben gezeigten elektrostatischen Aktor sinkt die Kraft bei einer Erhöhung des Elektrodenabstands quadratisch. Dies bedeutet, dass der Aktorhub bei solchen Aktoren begrenzt ist. Der Wanderkeilaktor mit seiner gekrümmten Elektrode kann dagegen sehr große Hübe überwinden, weil er einen sehr kleinen Anfangsluftspalt besitzt, in dem die Kräfte dementsprechend groß sind. Legt man eine elektrische Spannung an, welche größer als die Pull-In-Spannung des Aktors ist, rollt sich die gekrümmte Elektrode auf das Dielektrikum ab: der keilartige Anfangsspalt „wandert“ von der Einspannung bis zur Spitze, siehe Abb. 1.14.

Verringert man nach dem Aktuieren die angelegte Spannung, so bleibt die gekrümmte Elektrode auf dem Dielektrikum liegen, bis die Roll-Back-Spannung erreicht ist. Berechnungen zur Vorhersage der Pull-In- und der Roll-Back-Spannung erfolgen im Laufe dieser Arbeit.

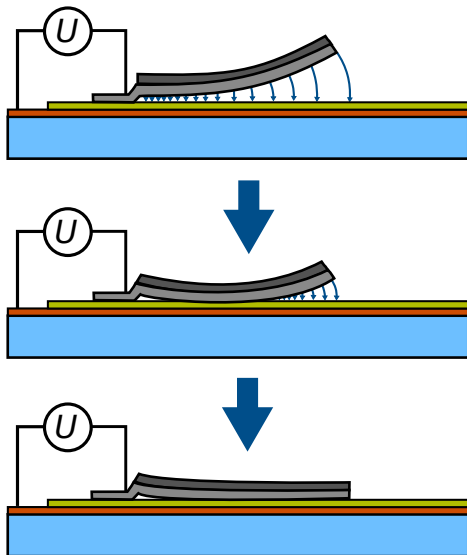


Abbildung 1.14: Darstellung des Prinzips des Wanderkeilaktors. Beim Anlegen einer Spannung größer als die Pull-In-Spannung rollt sich die gekrümmte Elektrode wegen der großen elektrischen Felder im keilförmigen Luftspalt auf das Dielektrikum ab.

1.5 Ziel der Arbeit

Aus dem vorgestellten Aktuationsprinzip und dem schematischen Aufbau des Hohlleiterschalters ergeben sich eine Vielzahl von Fragestellungen bezüglich der Umsetzung eines solchen Systems. So wird in dieser Arbeit ein Bogen gespannt von der galvanischen Herstellung gekrümmter Nickelstrukturen über die Betrachtung der Grenzen von Wanderkeilaktoren bis hin zum Design und der Herstellung von Hohlleiterschaltern basierend auf diesen Aktoren. Das vorgestellte Prinzip weist in vielen Gesichtspunkten Ähnlichkeiten mit einem RF-MEMS mit ohmschem Kontakt auf, auch wenn anstelle eines Leerlaufs ein Kurzschluss zur Reflektion des Signals Verwendung findet. Gabriel M. Rebeiz (UC San Diego), ein führender Wissenschaftler auf dem Gebiet der RF-MEMS hat diese Bauelemente so beschrieben:

An RF-MEMS metal-contact switch is perhaps the easiest device to describe and is the hardest to build! [41]

Für die Entwicklung eines funktionsfähigen Schalters werden seiner Ansicht nach die folgenden Spezialisten benötigt:

RF MEMS therefore requires expertise in five or six different extremely specialized areas: Actuator design (mechanical), fabrication and related stresses (processing), dielectric charging (electrostatics, testing), hermetic packaging (mechanical, material science), RF-modeling and circuit design (electromagnetics, microwave), and a manager with the correct background who can lead the team. [41]

Wenn man zudem berücksichtigt, dass RF-MEMS üblicherweise für den Mikrowellenbereich gebaut werden und der Schritt hin zu Frequenzen im THz-Bereich eine weitere Hürde darstellt, wird der Anspruch an diese Arbeit schnell deutlich.

Im Gegensatz zu einer einfachen Entwicklungsarbeit stehen für diese Arbeit keine Anforderungen an bestimmte Spezifikationen fest. Ebenso wenig lassen sich die Kennwerte des Systems vorhersagen. Somit ist das Ziel dieser Arbeit, die Leistungsfähigkeit von wanderkeilbasierten THz-Hohlleiterschaltern erstmals zu untersuchen. Der Fokus dieser Untersuchung wird hierbei auf die Isolation des Schalters und dessen Einfügungsdämpfung gelegt. Das Frequenzband des Schalters wird auf 325 - 500 GHz festgelegt, was einem Hohlleiter des Typs WR - 2.2 entspricht. Dies sind die höchsten Frequenzen, welche sich zum jetzigen Zeitpunkt mit dem Netzwerkanalysator an der TU Darmstadt untersuchen lassen. Die Schaltzeit, die Belastbarkeit, der Leistungsverbrauch und die Lebensdauer des Schalters werden im Rahmen

dieser Arbeit nicht untersucht. Jedoch wird die maximale Ansteuerspannung auf 150 V begrenzt, um die Anforderungen an die Ansteuerelektronik zu reduzieren.

Um die Leistungsfähigkeit wanderkeilbasierter Hohlleiterschalter abzuschätzen ist es sinnvoll, das System auf das Wesentlichste zu reduzieren. Aus diesem Grund soll in dieser Arbeit ein einfacher Schalter, welcher zwischen Transmission und Reflektion umschalten kann, aufgebaut werden. Diese Art von Schalter wird auch **Single Pole Single Throw (SPST)**-Schalter genannt. Im Forschungsprojekt STT war geplant einen Schalter aufzubauen, der es ermöglicht, zwischen mehreren Wellenleitern umzuschalten. Dazu würde ein sogenannter **Single Pole Double Throw (SPDT)**-Schalter benötigt werden. Ein solcher Schalter soll im Rahmen dieser Arbeit nicht untersucht werden. Nichtsdestotrotz stellt diese Arbeit das Fundament für die Entwicklung eines SPDT-Schalters dar. Erste Ansätze zum Entwurf eines solchen Schalters werden im Ausblick erwähnt.

1.6 Gliederung der Arbeit

Um die genannten Ziele zu erreichen, müssen die unterschiedlichsten Themen bearbeitet werden. Zu Beginn wird eine Übersicht über den Stand der Technik zu den Themen RF-MEMS, THz-Schalter und Hohlleiterschalter gegeben, um die Notwendigkeit dieser Arbeit zu verdeutlichen. Daraufhin folgt eine Auseinandersetzung mit der Herstellung der gekrümmten Elektroden des Wanderkeilaktors, welcher in dieser Arbeit eingesetzt werden soll. Diese gekrümmten Strukturen bilden das Herzstück des Aktors. Sie werden galvanisch auf ein ebenes Substrat aufgewachsen und gehen aufgrund von eingepprägten intrinsischen Spannungen nach dem Entfernen einer Opferschicht in ihren gekrümmten Zustand über. Die Kontrolle der Dicke und der intrinsischen Spannungen dieser Nickelstruktur ist für die Herstellung funktionsfähiger Aktoren mit definierten Eigenschaften essentiell und wird im Kapitel 3 beschrieben. Eine Auseinandersetzung mit den weiteren Schritten zur Herstellung erfolgt im darauffolgenden Kapitel.

Für die Verwendung der Aktoren in Hohlleiterschaltern müssen diese zuerst ausgelegt werden. Aus der Auseinandersetzung mit dem Stand der Technik ergab sich die Hypothese, dass die Isolation des THz-Schalters durch eine Erniedrigung des Kontaktwiderstands verbessert werden kann. Da der Kontaktwiderstand mit der Kontaktkraft korreliert, werden in Kapitel 5 die Grenzen von elektrostatischen Wanderkeilaktoren bezüglich der darstellbaren Kontaktkräfte bestimmt. Hierzu werden die elektrostatischen Grenzen, Randbedingungen, welche sich durch die Fertigung ergeben, und die mechanischen Grenzen entweder theoretisch oder experimentell abgeleitet. Eine Charakterisierung von eigens gefertigten Wanderkeilaktoren schließt dieses Kapitel ab.

Für die Integration von Aktoren in Hohlleiter gilt es ein Integrationskonzept zu finden. In Kapitel 6 werden unterschiedliche Möglichkeiten zur Herstellung und verschiedene Konzepte zur Integration von Aktorchips erarbeitet. Das erfolgversprechendste Konzept wird daraufhin ausgearbeitet, hergestellt und charakterisiert. Die so entstandenen Hohlleiter sind Ausgangspunkt für den darauffolgenden Entwurf von Hohlleiterschaltern (Kapitel 7). Für den Entwurf werden in Simulationen unterschiedliche Anordnungen gegenübergestellt, wobei die Grenzen der jeweiligen Aktoren aus Kapitel 5 in den Simulationen berücksichtigt werden. Mithilfe von Simulationen wird so ein Konzept erarbeitet, welches mit integrierten gekrümmten Nickelstrukturen aufgebaut und vermessen wird.

Alle wichtigen Ergebnisse werden am Ende in Kapitel 8 zusammengefasst und kritisch beurteilt. Des Weiteren erfolgt eine Auseinandersetzung mit den wesentlichen Aspekten, welche sich für die zukünftige Forschung auf den jeweiligen Forschungsfeldern ergeben.



2 Stand der Technik zu HF-Schaltern und Hohlleiter-MEMS

Das Schalten von Signalpfaden ist für den kompletten Bereich des elektromagnetischen Spektrums interessant. Für viele Frequenzen existieren Lösungen, basierend auf unterschiedlichen Technologien: Im sichtbaren und infraroten Bereich gibt es faseroptische Schalter [42], bei niederfrequenten elektrischen Signalen gibt es unterschiedliche halbleitende und mechanische Schalter. Im Mikrowellenbereich verwendet man PIN-Dioden, Feldeffekttransistoren (FET) und RF-MEMS-Schalter. Schalter für Frequenzen oberhalb von 150 GHz konnten im Rahmen der durchgeführten Recherche nicht gefunden werden. Um einen Überblick über die Thematik der THz-Hohlleiter-Schalter zu erhalten wird somit der Stand der Technik auf die angrenzenden Themenfelder ausgeweitet. Als interessant angesehen werden die Themen RF-Schalter im Allgemeinen, aber auch speziell die hohlleiterbasierten Schalter für unterschiedliche Frequenzbereiche. Hohlleiter-MEMS werden, auch wenn es sich dabei nicht direkt um Schalter handelt, ebenfalls aufgeführt.

2.1 RF-MEMS, FET und PIN-Dioden

Für das Schalten von Signalen im Mikrowellenbereich gibt es unterschiedliche Lösungen, die mehr oder weniger stark verbreitet sind. Auch wenn ein Schalter nicht komplett unabhängig vom Wellenleiter betrachtet werden kann, lassen sich viele Erkenntnisse aus der Untersuchung dieser Bauelemente gewinnen.

Wie bereits erwähnt, gibt es drei Arten von Schaltern in der Mikrowellentechnik: PIN-Dioden, FETs und RF-MEMS. Diese basieren alle auf planaren Leitertopologien, wie Microstrip oder Koplanarleitern und können in unterschiedlichen Anordnungen in eine Mikrowellenschaltung integriert werden. Entweder als serieller Schalter, bei welchem der Kontakt zwischen zwei Leitern hergestellt und unterbrochen werden kann oder als Shunt-Schalter, bei welchem ein durchgängiger Leiter mit Masse verbunden wird. Zur Steigerung der Performance können die beiden Typen auch kombiniert werden.

Am einfachsten zu verstehen ist der Feldeffekttransistor. Durch Anlegen einer Kontrollspannung an das Gate des Transistors kann ein Signal von Drain nach Source durchgeschaltet werden. Problematisch bei diesen Schaltern ist die parasitäre Kapazität zwischen Drain und Source im gesperrten Zustand, welche die Tauglichkeit bei hohen Frequenzen einschränkt.

PIN-Dioden sind spezielle Dioden, welche zwischen dem PN-Übergang über eine intrinsisch leitende Schicht verfügen. Durch die relativ große Lebensdauer der Ladungsträger in dieser intrinsisch leitenden Schicht wirkt diese Diode bei hohen Frequenzen nicht gleichrichtend, sondern kann durch einen Biasstrom als schaltbarer Widerstand verwendet werden. Auch bei diesem Bauelement gibt es parasitäre Kapazitäten, die die Leistungsfähigkeit bei hohen Frequenzen limitieren.

RF-MEMS-Schalter gibt es in den unterschiedlichsten Varianten, wobei sehr wenige davon wirklich am Markt erhältlich sind. Sie werden als ohmsche und kapazitive Schalter umgesetzt. Bei den ohmschen Schaltern wird durch die Aktuierung eines Balkens ein ohmscher Kontakt zwischen zwei Leitern hergestellt. Bei einem kapazitiven Schalter wird der Abstand zwischen zwei Leitern so stark reduziert, dass eine kapazitive Kopplung zwischen den beiden Elementen erreicht wird.

Rebeiz hat zur Motivation von RF-MEMS das Isolationsverhalten von Schaltern basierend auf unterschiedlichen Technologien zueinander gegenübergestellt. Dazu wurden typische Werte für die Kapazität des Elements im gesperrten Zustand angenommen (Abb. 2.1).

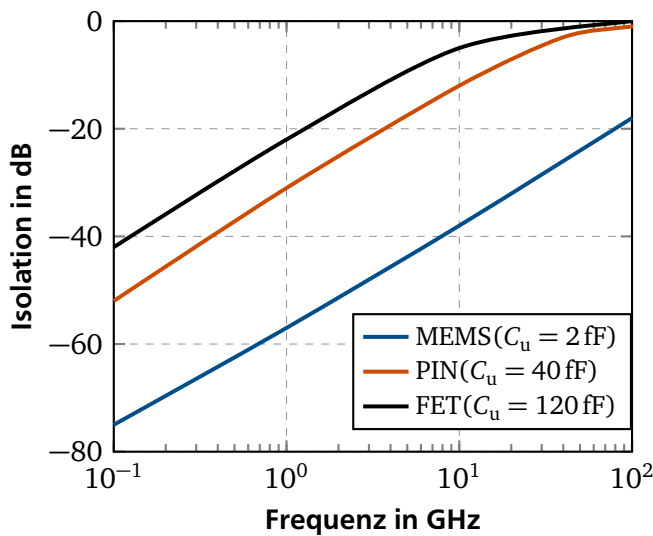


Abbildung 2.1: Simulierte Isolationswerte für PIN-, FET- und MEMS-basierte Schalter nach [5].

Auch wenn in diesem Diagramm nur Frequenzen bis 100 GHz aufgetragen sind, so wird schnell deutlich, dass die halbleitenden Bauelemente aufgrund der höheren Kapazitäten bei noch höheren Frequenzen klar im Nachteil gegenüber den MEMS-Schaltern sind. Es ist davon auszugehen, dass sich die Eigenschaften der halbleiterbasierten Schalter bei einer Integration in den Hohlleiter nicht stark unterscheiden. Die im Diagramm angegebenen Werte sind jedoch mit Vorsicht zu betrachten. Es existieren Veröffentlichungen, zu PIN-Dioden-Schaltern, bei denen bessere Werte als die im Diagramm angegebenen realisiert wurden: In [43] wird ein PIN-Dioden-Schalter präsentiert, welcher zwischen 60 und 80 GHz eine Isolation von 20 dB aufweist.

2.2 Mechanische und halbleiterbasierte Hohlleiterschalter

So wie es halbleiterbasierte planare Schalter gibt, existieren auch halbleiterbasierte Hohlleiterschalter. Diese werden in Form von planaren Schaltkreisen in den Hohlleiter integriert. Eine weitere Alternative, die sich bei der Verwendung von Hohlleitern ergibt, ist die Verwendung von klassischen elektromechanischen Hohlleiterschaltern.

Die mechanischen Schalter basieren auf einem runden Segment mit integrierten Hohlleiterkanälen. Dieses lässt sich mit einem Schrittmotor verdrehen, um so unterschiedliche Schaltpositionen zu ermöglichen (Abb. 2.2).

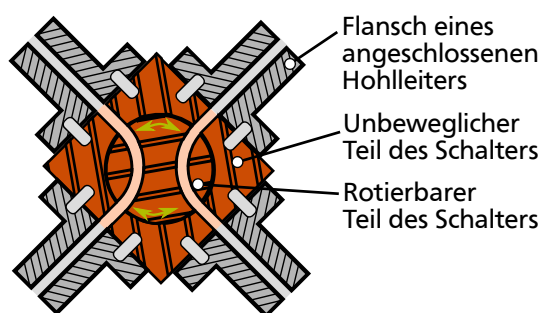


Abbildung 2.2: Aufbau eines mechanischen Hohlleiterschalters. Der bewegliche Teil des Schalters ist mit einem Motor verbunden. Die 4 Ein- bzw. Ausgänge können so verschaltet werden, dass ein Tor mit einem der beiden nebenan liegenden verbunden werden kann.

Diese mechanischen Schalter zeichnen sich durch eine sehr hohe Isolation, geringe Einfügedämpfung und eine hohe Belastbarkeit aus. Die Schaltzeiten lassen sich aber nicht mit den halbleiterbasierten Elementen vergleichen. In Tabelle 2.1 sind die Spezifikationen solcher Schalter dargestellt. Bei den ausgewählten Komponenten handelt es sich um die höchsten verfügbaren Frequenzen eines Herstellers.

Tabelle 2.1: Unterschiedliche mechanische Hohlleiter-Schalter

Hersteller Typ	Quinstar QWZ-Series [44]	MESL Microwave 25-32NT1/P [45]	Sector Microwave Industries WR10 WG SW. [46]
Frequenzband (GHz)	75 - 110	50 - 75	75 - 110
Einfügedämpfung (dB)	0,8	0,4	0,4
Isolation (dB)	60	60	50
Schaltzeit (ms)	50	50	50

Auch bei den PIN-Dioden-basierten Schaltern gibt es kommerzielle Produkte. Diese sind ebenfalls vorwiegend für Frequenzen bis 110 GHz ausgelegt. Ein Produkt, welches bis zu einer Frequenz von 150 GHz reicht, konnte gefunden werden. Die Kennwerte dieser drei Produkte sind in Tabelle 2.2 dargestellt.

Tabelle 2.2: Unterschiedliche Hohlleiterschalter basierend auf PIN-Dioden

Typ	SPST - ELVA-1 [47]	SPST - hxi [48]	SPDT - millitech [49]
Frequenzband (GHz)	110 - 150	75 - 110	75 - 110
Bandbreite (GHz)	10	10	10
Einfügedämpfung (dB)	1,5	3,5	3
Isolation (dB)	30	40	18
Belastbarkeit (W)	0,8		0,5
Schaltzeit (ns)	4-6	30 - 175	20 - 300

Interessant ist bei diesen Schaltelementen, dass die Bandbreite bei diesen Bauelementen jeweils auf 10 GHz begrenzt ist. Jeder Schalter ist auf eine bestimmte Arbeitsfrequenz angepasst. Entfernt man sich zu weit von dieser Frequenz sinkt die Isolation stark ab (z.B. < 20 dB bei [47]).

Produkte, welche für höhere Frequenzen geeignet sind konnten bei beiden Prinzipien, den mechanischen Schaltern und den halbleiterbasierten Elementen nicht gefunden werden. Während der Einsatz von PIN-Dioden bei höheren Frequenzen durch die parasitären Kapazitäten beschränkt ist, müssten sich die mechanischen Schalter auch gut für höhere Frequenzen eignen. Jedoch steigen bei diesen die Anforderungen an die Stellgenauigkeit und die Fertigung aufgrund der kleiner werdenden Abmessungen.

2.3 Hohlleiter-MEMS

In den letzten Jahren gab es im Bereich der Hohlleiter-MEMS einige Veröffentlichungen, welche hier kurz vorgestellt werden sollen. Es handelt sich dabei unter anderem um Schalter, aber auch Phasenschieber und abstimmbare Filter. Die Sortierung erfolgt nach der Art des Aktors.

2.3.1 Integrierte Kammaktoren

Im Jahr 2011 veröffentlichte ein Team der ETH Zürich zwei Konzepte zu Hohlleiter-MEMS basierend auf einem rotierbaren Balken, welcher mit elektrostatischen Kamm-Aktoren verbunden ist. Beim ersten Konzept handelt es sich um einen reflektiven Phasenschieber [50]. Es blieb hier beim Konzept, Messwerte sind nicht verfügbar. Bei einer Frequenz von 106,5 GHz ergibt sich in der Simulation ein Phasenhub von 381° bei einer Güte von $230^\circ/\text{dB}$. Ein Leisterteiler [51] entsteht ebenfalls auf Basis dieses Antriebs. Dieses Konzept wurde auch in die Praxis umgesetzt. Bei einer Frequenz von 82,5 GHz kann eine Aufteilung der Leistung im Verhältnis 2:1 bis 1:1 erfolgen. Die Funktionsweise ist in Abb. 2.3 dargestellt.

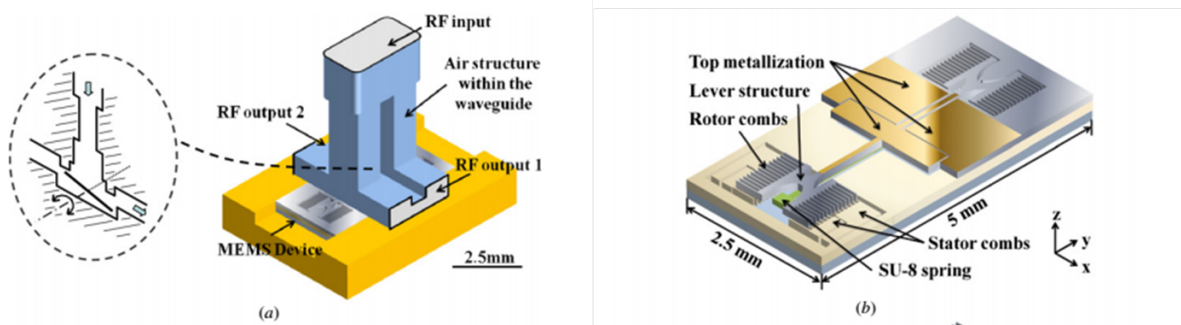


Abbildung 2.3: Prinzip des Leisterteilers in [51] (links) und Aufbau des verwendeten mikrotechnischen Elements (rechts), ©2011 IOPScience.

Ebenfalls auf Kammaktoren basiert ein Hohlleiterschalter [52, 53] für 60 -70 GHz aus dem Jahr 2012 und 2013 und ein Phasenschieber [54] für 500 -550 GHz von der KTH Stockholm aus dem Jahr 2016. Der Schalter basiert auf einer mikrostrukturierten Fläche, die senkrecht zur Ausbreitungsrichtung der Welle in einen Hohlleiter integriert wird. Durch Kammaktoren, werden über Balkenstrukturen sehr viele kleine Kontakte im Hohlleiter geschlossen, die eine weitere Ausbreitung der Welle unterbinden (Abb. 2.4). Mit diesen Schaltern sind Isolationen von mehr als 30 dB, bei einer Einfügungsdämpfung von weniger als 0,65 dB möglich.

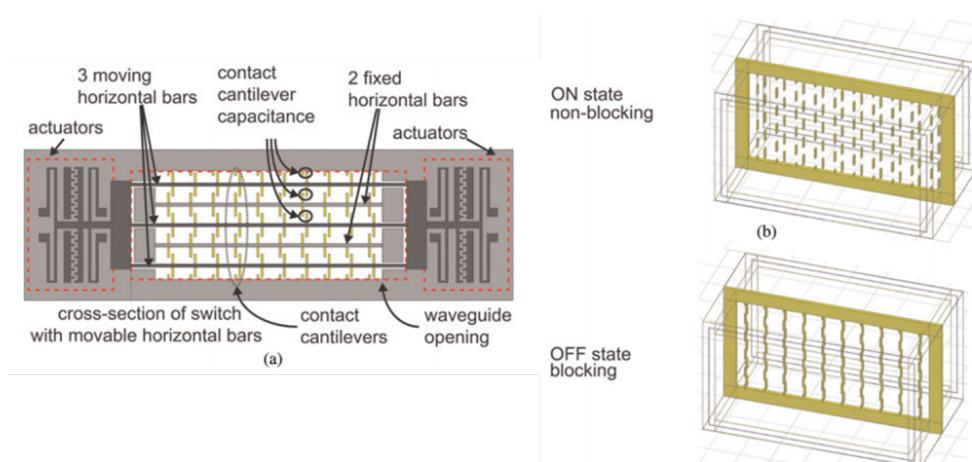


Abbildung 2.4: Aufbau eines Aktorchips (links) und dessen Integration zum Hohlleiterschalter (rechts) für 60 -70 GHz (WR - 12) nach [52], ©2013 Cambridge University Press.

Der Phasenschieber ist das einzige MEMS-Bauteil, welches für Hohlleiter bei Frequenzen über 110 GHz konzipiert wurde. Es basiert auf demselben Prinzip wie der Schalter. Durch Kammaktoren werden die

Transmissionseigenschaften von Flächen verändert. Im Fall des Phasenschiebers sind neun dieser Elemente an einer Seite des Hohlleiters angebracht und werden durch sogenannte Stubs, also kleine Stichleitungen abgeschlossen. Durch das Öffnen und Schließen dieser Elemente lässt sich ein Phasenhub erzeugen. In der Simulation konnten so Phasenhübe bis zu 90° erreicht werden, wobei dies in 10 diskreten Schritten einstellbar ist. In der Messung konnte aber nur ein Phasenhub von 20° bei 500 GHz erreicht werden, bei 550 GHz betrug er noch 7° .

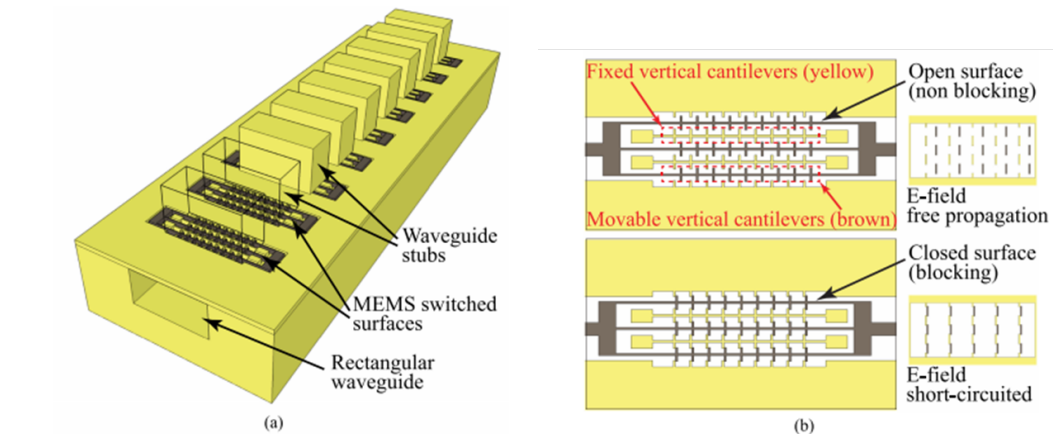


Abbildung 2.5: Aufbau eines Phasenschiebers (links) und Prinzip der integrierten schaltbaren Oberflächen (rechts), nach [54], ©2016 IEEE.

2.3.2 Elektrothermisch aktuiertes abstimmbares Filter

Eine weitere mikrotechnische Komponente, die für das Frequenzband von 75 - 110 GHz konzipiert ist, wurde im Jahr 2012 veröffentlicht. Es handelt sich um ein elektrothermisch aktuiertes abstimmbares Filter, bei dem die Iris-Blende variabel gestaltet ist [55]. Diese Komponente entstand am Institut EMK und ging dieser Arbeit voraus. Laut Simulationen lässt sich mit diesem Element die Mittenfrequenz des Bandpasses um bis zu 14 GHz verschieben. Eine erfolgreiche messtechnische Charakterisierung dieses Bauelements blieb leider aus.

2.3.3 Wanderkeilbasierte Hohlleiterkomponenten

Auch auf Basis von Wanderkeilaktoren wurden schon einige Hohlleiterkomponenten gefertigt. Die erste Veröffentlichung ist aus dem Jahr 2005 von der Universität Waterloo [56]. Für 12.5 - 15 GHz existiert ein Umschalter mit 4 Ein- bzw. Ausgängen (Abb. 2.6). Um in den großen Hohlleiter mikrotechnische Bauelemente zu integrieren, wird der Hohlleiter in einen Ridge-Waveguide überführt. So konzentriert sich das elektromagnetische Feld zwischen der Unterseite des Hohlleiters und einem Grat. Durch Wanderkeilaktoren lässt sich der noch vorhandene Spalt überbrücken um eine Reflektion des Signals zu erzeugen. Für den genannten Frequenzbereich lässt sich so eine Isolation besser als 30 dB zu den ausgeschalteten Kanälen erreichen, bei einer Einfügdämpfung von ungefähr 1 dB.

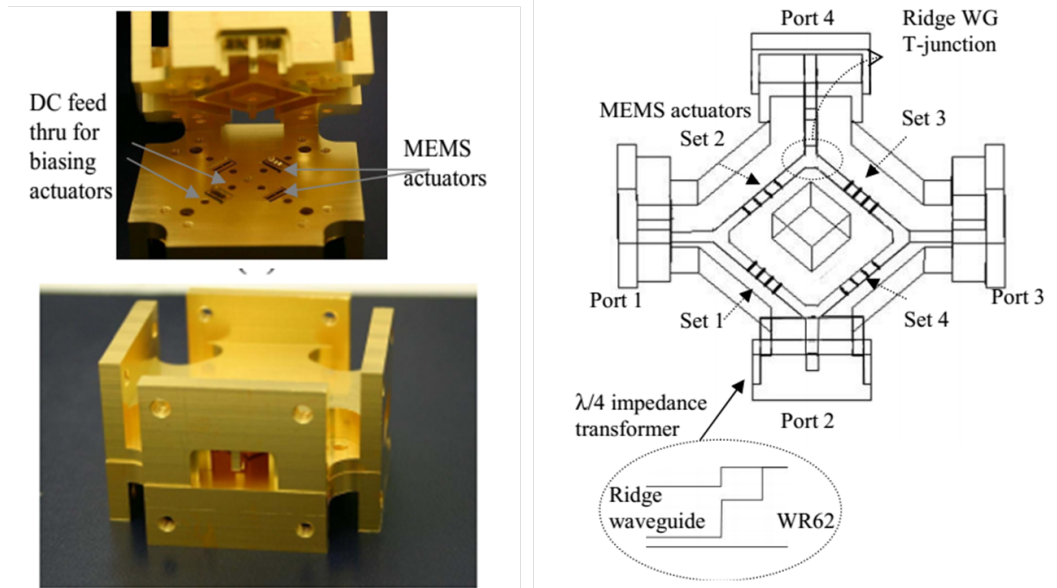


Abbildung 2.6: Aufbau eines 4-Tor Umschalters für 12.5 - 15 GHz. Dargestellt sind Fotos des Systems (links) und der schematische Aufbau (rechts) [56], ©2005 IEEE.

In der Dissertation von Cai aus dem Jahr 2007 [57] ist ein weiterer Ansatz zur Integration von Wanderkeilen in Hohlleiter erwähnt. Das Ziel ist es, ein variables Filter aufzubauen. In einen Resonator werden kleine Wanderkeile eingebaut, ohne dass die Spitze der Aktoren mit der Wand oder Decke des Hohlleiters in Berührung kommt. Durch die unterschiedlichen Positionen der Aktoren lässt sich die Resonanzfrequenz laut Simulationen zwischen 93,8 GHz und 94,8 GHz anpassen. Messungen zu diesem Aufbau existieren nicht.

Ein Konzept, welches ebenfalls nicht aufgebaut wurde, ist ein Phasenschieber der ETH Zürich für 80 GHz [58]. Auch bei diesem Design kommen ein Ridge-Waveguide und Wanderkeilaktoren zum Einsatz. Im Gegensatz zu der vorangegangenen Veröffentlichung sind die Wanderkeilaktoren um 90° gedreht zum Wellenleiter angeordnet (Abb. 2.7). Simulationen ergaben einen maximalen Phasenhub von 140° bei 83,5 GHz. Die Güte beträgt 87,5 °/dB.

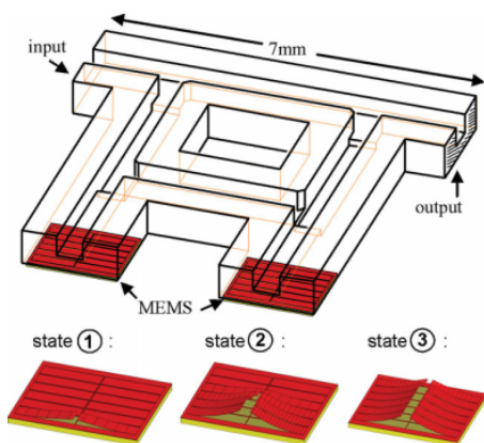


Abbildung 2.7: Phasenschieber nach [58] für 80 GHz. Durch das Schalten von unterschiedlich vielen Wanderkeilen lässt sich ein Phasenhub erzeugen, ©2010 Wiley.

Erst vor kurzem (2014) wurde ein hohlleiterbasierter Schalter der Universität von Alberta veröffentlicht. Hierzu wurden im Jahr 2012 die ersten Simulationen durchgeführt und der Einfluss des Kontaktwiderstands auf die Isolation des Schalters gezeigt [59]. Interessant an diesem Schalter ist, dass der Hohlleiter nur für den Schalter verwendet wird, die Ankopplung an ein Netzwerk erfolgt aber über Koplanarwellenleiter.

lenleiter (Abb. 2.8). Bei diesen Schaltern werden viele Aktoren nebeneinander integriert. Die einzelnen Aktoren sind 0,4 mm bzw. 1 mm lang und 50 μm bzw. 100 μm breit. Die Dicke beträgt 550 nm. Der Schalter ist für Frequenzen zwischen 60 - 75 GHz ausgelegt, die Höhe des Hohlleiters beträgt 50 μm , im Vergleich zu einem herkömmlichen Hohlleiter für diese Frequenzen ist die Höhe also stark reduziert. In Messungen konnte gezeigt werden, dass die Isolation größer als 22 dB ist, bei einer Einfügungsdämpfung von 0,2 dB.

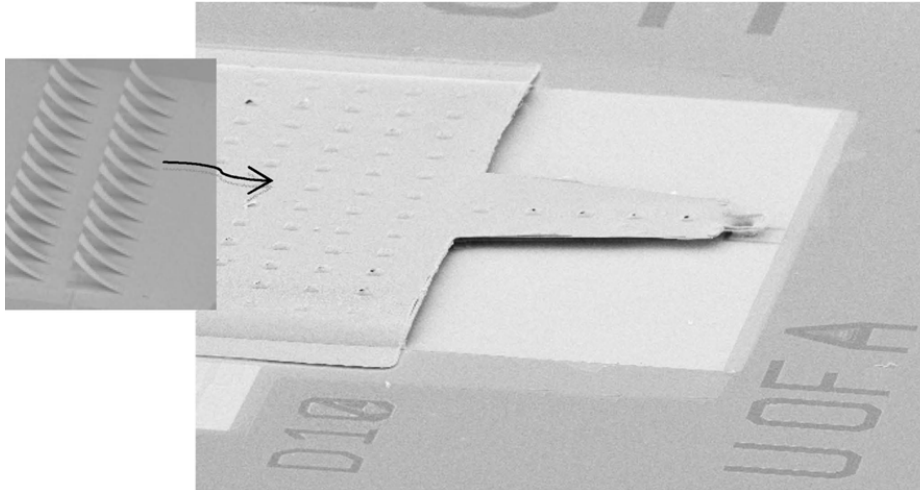


Abbildung 2.8: REM-Bild eines vollintegrierten wanderkeilbasierten Hohlleiterschalters mit Übergang zum Koplanar-Wellenleiter [60], ©2014 IEEE.

2.4 Zusammenfassung des Stands der Technik

Aus der Recherche zu den genannten Themen ergeben sich die folgenden Erkenntnisse: Es existieren sehr wenige hohlleiterbasierte Schaltelemente für Frequenzen oberhalb von 110 GHz. Bis zu dieser Frequenz sind mechanische Schalter und PIN-Diodenschalter kommerziell erhältlich. PIN-Diodenschalter sind bei diesen Frequenzen immer für ein recht schmales Frequenzband optimiert, schalten dafür aber sehr schnell. Die mechanischen Schalter sind langsamer, zeigen dafür aber höhere Isolationswerte und eine geringere Einfügungsdämpfung.

Schalter basierend auf planaren Wellenleitern konnten für den Frequenzbereich oberhalb von 110 GHz nicht gefunden werden. Dies wird vor allem auf die hohe Dämpfung bei diesen Wellenleitern zurückgeführt. Jedoch stoßen PIN-Dioden, FETs und die herkömmlichen MEMS-Schalter bei höheren Frequenzen bezüglich ihrer Isolation an ihre Grenzen.

Betrachtet man nun noch den Stand der Technik zu hohlleiterbasierten MEMS, stellt man fest, dass auch hier die 110 GHz nur sehr selten überschritten werden. Allein ein Phasenschieber für 500 - 550 GHz mit einem Phasenhub von maximal 20° existiert. Hohlleiterbasierte Schalter gibt es für 12,5 - 15 GHz und 60 - 75 GHz. Die Isolation liegt für die beiden 60 GHz-Komponenten bei 22 dB bzw. mehr als 30 dB.

Für den Entwurf von Hohlleiter-Schaltern für 330 - 500 GHz ist somit eine Isolation in derselben Größenordnung anzustreben.



3 Gekrümmte Balken aus galvanischem Nickel

Gekrümmte Balken mit definierten Eigenschaften sind die Grundlage von elektrostatischen Wanderkeilaktoren. Im THz-Hohlleiterschalter sind sie zudem der Teil, welcher mit der THz-Welle direkt interagiert. Aus diesem Grund ist die definierte Herstellung dieser Strukturen besonders kritisch für die Funktionsfähigkeit des angestrebten Gesamtsystems.

In diesem Kapitel wird nach einer kurzen Begründung für die Verwendung von galvanischem Nickel auf die analytische Beschreibung von intrinsisch vorgespannten Strukturen, sowie auf die Herstellung und Charakterisierung von galvanischen gekrümmten Nickelstrukturen eingegangen. Der Fokus liegt insgesamt auf den prozessbedingten Schwankungen von Schichtdicke und Schichtspannung. Durch die detaillierte Charakterisierung des Herstellungsprozesses werden Möglichkeiten aufgezeigt, Strukturen mit unterschiedlichen mechanischen Eigenschaften auf einem Wafer zu realisieren.

3.1 Auswahl von galvanischem Nickel für die Herstellung gekrümmter Strukturen

Auch wenn in dieser Arbeit nicht absolut geklärt werden kann, welches Akteurprinzip und welche Herstellungsmethoden absolut gesehen die besten Ergebnisse liefert, gibt es viele Gründe, die für die Wahl von galvanisch hergestellten Nickelstrukturen sprechen. So hat sich das galvanisch abscheidbare Nickel aufgrund der hervorragenden mechanischen Eigenschaften und der durch den Prozess kontrollierbaren intrinsischen Spannungen für die Herstellung von gekrümmten Strukturen [32, 61, 62] als sinnvoll erwiesen.

Die Verwendung des Galvanikprozesses hat im Vergleich zu PVD und CVD Verfahren den Vorteil, dass es sich schneller abscheiden lässt (Tabelle 3.1). Dies wirkt sich direkt auf die Herstellungskosten aus. Bei der Galvanik handelt es sich aber auch noch aus anderen Gründen um einen kostengünstigen Prozess. Aufgrund der Tatsache, dass es kein Vakuumprozess ist, werden im Vergleich zu den anderen genannten Beschichtungsverfahren keine wartungsintensiven Vakuumsysteme benötigt.

Betrachtet man die üblicherweise in der Mikrotechnik verwendeten galvanischen Werkstoffe, so stellt man fest, dass Nickel für diese Anwendung wegen des hohen E-Moduls anderen galvanisierbaren Metallen überlegen ist (Tabelle 3.2). Für den späteren Einsatz im Hohlleiter ist eine Beschichtung der Struktur mit Gold erforderlich. Dies ist bei Nickel ohne weiteres möglich, bei Kupfer würde die Goldschicht durch Diffusionsprozesse auf lange Sicht nicht stabil bleiben [63].

Tabelle 3.1: Abscheideraten für unterschiedliche Materialien und unterschiedliche Prozesse. Wenn nicht anders angegeben stammen die Daten aus den Prozessen des institutseigenen Reinraums.

Material	Prozess	Abscheiderate in $\mu\text{m}/\text{min}$
Si_3N_4	PECVD	0,12 - 0,17 [64]
SiO_2	Sputtern	0,09
Kupfer	Sputtern	0,24
Nickel	Galvanik	0,4

Tabelle 3.2: Typisches E-Modul von galvanischen Schichten [64]

Material	E-Modul
Gold	70 GPa
Kupfer	120 GPa
Nickel	180 GPa

3.2 Analytische Beschreibung von intrinsisch vorgespannten Strukturen

Nach oben gekrümmte Strukturen werden in der Mikrotechnik durch das gezielte Einbringen von intrinsischen Spannungen bei der Abscheidung einer flachen Struktur erzeugt. Sobald man diese Struktur durch die Entfernung der darunterliegenden Opferschicht freistellt, krümmt sich die Struktur. Dieses Verhalten lässt sich analytisch beschreiben. Die im Folgenden vorausgesetzten Grundlagen der Technischen Mechanik werden detailliert in den Standardwerken [65] und [66] behandelt. Die hier aufgeführten Zusammenhänge sind im Bereich der Elastostatik unter dem Stichpunkt Verbundquerschnitte zu finden [66, Kap. 8].

Die Berechnung erfolgt über das Momentengleichgewicht im Balkenquerschnitt. Wenn man einen Balken aus einem Material mit unterschiedlichen intrinsischen Spannungen auf einem Substrat abscheidet (Abb. 3.1 a), befindet sich dieser Balken nicht in einem Gleichgewichtszustand. Der Gleichgewichtszustand wird in diesem Falle durch die Interaktion des Balkens mit dem Substrat erreicht, welches bei ausreichender Dicke als nicht deformierbar angenommen werden kann. Sobald der Balken freigestellt wird, indem die Verbindung zum Substrat getrennt wird, müssen sich die Kräfte und Momente im Balken gegenseitig ausgleichen. Dies resultiert bei dem hier gezeigten Spannungsprofil in einer Verkürzung und einer Krümmung des Balkens. Die Verkürzung des Balkens kommt durch das Kräftegleichgewicht zustande, die Krümmung vom Momentengleichgewicht. Die Verkürzung, welche ein Promille in der Regel nicht übersteigt, ist aufgrund einer einseitigen Einspannung des Balkens für diese Arbeit nicht weiter relevant und wird vernachlässigt. Durch die unterschiedlichen intrinsischen Spannungen in der ersten und zweiten Schicht verkürzt sich der Balken an der Oberseite und dehnt sich an der Unterseite aus. Dies führt zu einer Verkrümmung, wie in Abb. 3.1 b) dargestellt. Das Momentengleichgewicht lässt sich durch Integration des Moments $M = z \cdot \sigma(z)$ über den gesamten Querschnitt des Balkens erreichen:

$$\int_{-d/2}^{d/2} z \cdot \sigma(z) \cdot dz = 0 \quad (3.1)$$

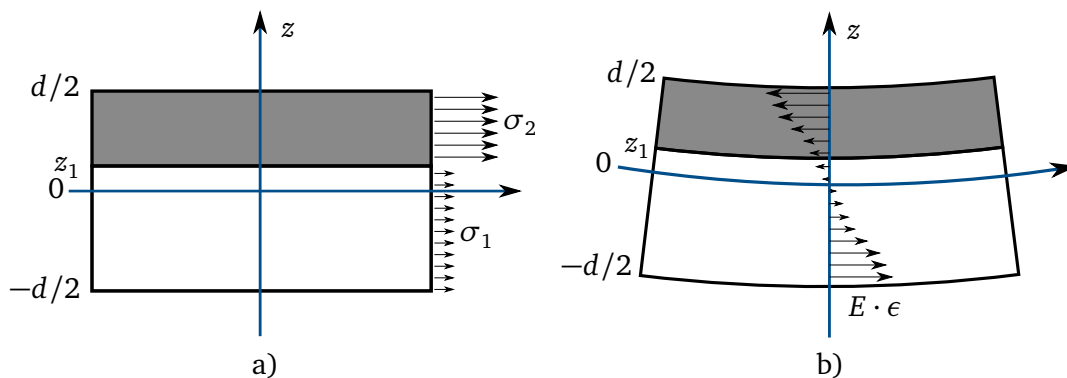


Abbildung 3.1: Spannungen im Balken durch intrinsische Vorspannung (a) und durch die Balkenbiegung (b).

Hierbei setzt sich die Spannung im deformierten Balken $\sigma(z)$ aus der ursprünglichen Spannung $\sigma_0(z)$ im eingespannten Zustand und der aus der Deformation herrührenden Spannung $\epsilon(z)$ zusammen:

$$\int_{-d/2}^{d/2} z \cdot \sigma_0(z) \cdot dz + \int_{-d/2}^{d/2} z \cdot E \cdot \epsilon(z) \cdot dz = 0 \quad (3.2)$$

Der Zusammenhang zwischen Spannung und Dehnung wird durch das Hookesche Gesetz beschrieben. Das E-Modul E ist hierbei die materialspezifische Proportionalitätskonstante. Die Dehnung eines gekrümmten Balkens lässt sich aus dem Krümmungsradius R des Balkens ableiten (Abb. 3.2).

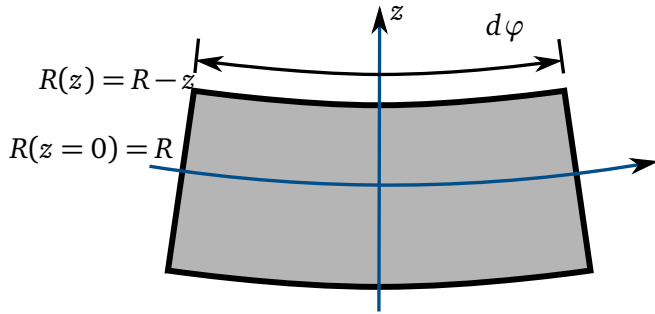


Abbildung 3.2: Darstellung des Radius eines Balkens in Abhängigkeit von dessen Dicke.

$$\epsilon(z) = \frac{\Delta l}{l_0} = \frac{(R-z) \cdot d\varphi}{R \cdot d\varphi} = \frac{R-z}{R} \quad (3.3)$$

Die ursprüngliche Spannung $\sigma_0(z)$ setzt sich für einen Zweischichtverbund aus der Spannung σ_1 und σ_2 und den jeweiligen Schichtdicken zusammen:

$$\sigma_0(z) = [\sigma_1]_{-d/2}^{z_1} + [\sigma_2]_{z_1}^{d/2} \quad (3.4)$$

Natürlich könnten auch mehr als zwei Schichten berücksichtigt werden, dies wird in dieser Arbeit auch nicht weiter benötigt. Setzt man nun die erhaltenen Formeln für $\sigma_0(z)$ und $\epsilon(z)$ in Gleichung 3.2 ein, lässt sich hiermit der Krümmungsradius in Abhängigkeit von den ursprünglichen intrinsischen Spannungen berechnen:

$$\int_{-d/2}^{z_1} z \cdot \sigma_1 \cdot dz + \int_{z_1}^{d/2} z \cdot \sigma_2 \cdot dz = - \int_{-d/2}^{d/2} z \cdot E \cdot \frac{R-z}{R} \cdot dz \quad (3.5)$$

$$\Leftrightarrow \left(\frac{1}{2} z_1^2 + \frac{d^2}{8} \right) \sigma_1 - \left(\frac{1}{2} z_1^2 - \frac{d^2}{8} \right) \sigma_2 = \frac{1}{12} \frac{d^3 \cdot E}{R} \quad (3.6)$$

$$\Leftrightarrow R = \frac{1}{6} \frac{E \cdot d^3}{(\sigma_1 - \sigma_2) \cdot \left(z_1^2 - \frac{d^2}{2} \right)} \quad (3.7)$$

Die Gleichung lässt sich weiter vereinfachen, wenn man die Größen z_1 und d , welche aus der Wahl des Koordinatenursprungs resultieren, durch die einzelnen Schichtdicken d_1 und d_2 ersetzt:

$$z_1 = -\frac{d}{2} + d_1 = 1/2(d_1 - d_2) \quad d = d_1 + d_2 \quad (3.8)$$

$$R = \frac{1}{6} \frac{E \cdot (d_1 + d_2)^3}{(\sigma_2 - \sigma_1) d_1 d_2} \quad (3.9)$$

Somit wird klar, dass sich der Krümmungsradius eines Balkens aus der Differenz der Schichtspannung und aus den einzelnen Schichtdicken zusammensetzt. Um die Balkenkrümmung zu kontrollieren müssen also Schichtspannung und Schichtdicke kontrolliert werden. Andererseits ist es möglich, bei bekanntem Krümmungsradius und bekannten Schichtdicken die Differenz der Schichtspannungen zu bestimmen. Eine Aussage über die absolute Schichtspannung kann durch einen solchen Balken nicht getätigt werden. Dies wird noch im Laufe des Kapitels relevant.

3.3 Grundlagen zur Galvanik

Intrinsische Spannungen bei galvanischen Schichten sind ein bekanntes und häufig untersuchtes Phänomen in der Galvanotechnik. Basierend auf [67] und [68] werden hier die wichtigsten Grundlagen zusammengefasst. Dazu wird zuerst der Zusammenhang zwischen Stromdichte und Spannung beschrieben, um darauf basierend die Wasserstoffabscheidung bei der Nickelgalvanik näher zu erläutern. Diese ist, wie in [69] dargestellt, einer der Hauptgründe für intrinsische Spannungen. Somit kann basierend auf diesen Grundlagen der Zusammenhang zwischen den intrinsischen Spannungen und einer angepassten Stromdichte erklärt werden. Des Weiteren wird ein Einblick in die Homogenitätsbetrachtung bei der Abscheidung von galvanischen Schichten gegeben, da dies für die Schichtdicke relevant ist. Die Schichtqualität könnte noch in vielerlei anderer Hinsicht (Oberflächengüte, Korngrößen, etc.) optimiert werden, dies wird in der oben genannten Literatur erklärt und hier nicht weiter erwähnt.

3.3.1 Galvanische Abscheidung von Nickel mit Nickelsulfamat-Elektrolyt

Nickel lässt sich generell mit unterschiedlichen Elektrolyten abscheiden. So gibt es Sulfat-, Chlorid-, Sulfamat-, Fluoroborat- und weitere Elektrolyte [67]. Schon von Wohlgemuth wurde in [70] erläutert, warum sich Nickelsulfamat für qualitativ hochwertige mikrostrukturierte Schichten hervorragend eignet. In dieser Arbeit wurde die Entscheidung getroffen die zur Verfügung stehende Galvanikanlage "M-O-T µGalv", welche mit integriertem Aktivkohlefilter und vielerlei Einstellmöglichkeiten eine reproduzierbare Prozessführung ermöglicht, mit Nickelsulfamat als Elektrolyt zu befüllen.

Somit laufen in diesem Becken bei der Abscheidung die in Abb. 3.3 gezeigten Vorgänge ab. Dabei wird auf der einen Seite die aus Nickel bestehende Anode durch das Anlegen einer positiven Spannung aufgelöst. An der Kathode, die das zu beschichtende Werkstück darstellt, wird das als Kation vorliegende Nickel reduziert und scheidet sich so als metallisches Nickel ab.

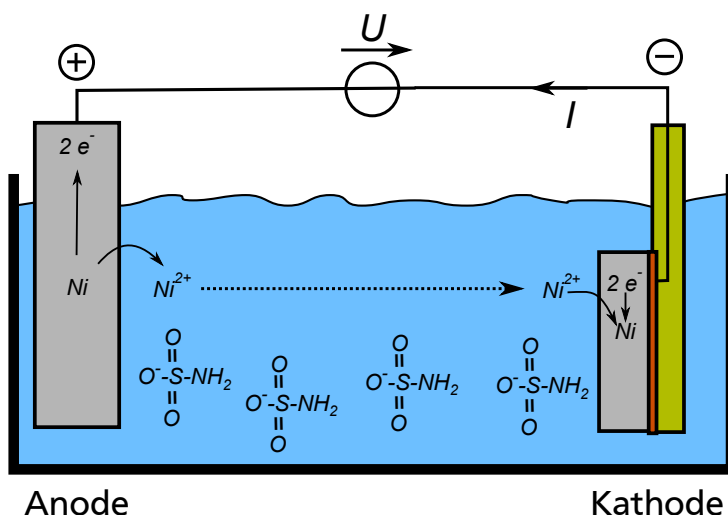


Abbildung 3.3: Schematische Darstellung des Galvanikprozesses mit Nickelsulfamat als Elektrolyt.

Bei der galvanischen Beschichtung existiert ein direkter Zusammenhang zwischen der geflossenen Ladungsmenge Q und der Anzahl der abgeschiedenen Metallatome n . Über die Wertigkeit z , die Atommasse M und die Faraday-Konstante F lässt sich somit die abgeschiedene Masse m bestimmen. Diese Prinzipien sind heute als Faraday'sche Gesetze bekannt. In Zusammenhang mit der Dichte ρ des Stoffes und der zu beschichtenden Fläche A lässt sich so die Schichtdicke d bei der Abscheidung bestimmen:

$$d = \frac{\eta \cdot Q \cdot M}{\rho \cdot A \cdot z_A \cdot F_A} \quad (3.10)$$

η beschreibt in dieser Gleichung den Wirkungsgrad der Abscheidereaktion. Laut [71] beträgt der Wirkungsgrad bei Nickelsulfamat zwischen 96,5 und 99%. Um bei unterschiedlichen Strukturen die Schichteigenschaften konstant zu halten, muss die Stromdichte j konstant gehalten werden. Bei konstanter Stromdichte kann nun die Schichtdicke einzig über die Abscheidezeit t eingestellt werden:

$$d = \frac{\eta \cdot j \cdot t \cdot M}{\rho \cdot z_A \cdot F_A} \quad (3.11)$$

3.3.2 Ströme und Spannungen bei der Galvanik

Betrachtet man die Galvanikzelle in Abb. 3.3, stellt man fest, dass an Anode und Kathode die gleiche Reaktion, aber in jeweils umgekehrter Reihenfolge stattfindet. Im Gegensatz zu einer galvanischen Zelle mit unterschiedlichen Halbzellen, wie sie bei Batterien eingesetzt werden, herrscht ohne Stromfluss auch keine Potentialdifferenz, die überbrückt werden müsste. Sobald aber ein Strom zwischen beiden Elektroden angelegt wird, baut sich eine Spannung auf, die von unterschiedlichen Parametern abhängig ist. Interessant für den Galvanikprozess sind vor allem die Potentiale, die sich im Bereich der Kathode ausbilden. Um den Einfluss der Anode gering zu halten ist diese möglichst groß zu wählen, wodurch die Stromdichte an der Anode gering gehalten wird. Wenn man mit konstant angelegtem Strom abscheidet (galvanostatisch), ist die Reaktionsgeschwindigkeit auch vorgegeben. Somit muss die eingebrachte Energie erhöht werden, was sich in erhöhten elektrischen Spannungen auswirkt.

Nach [68] gibt es die in den folgenden Absätzen näher beschriebenen Überspannungen.

Konzentrationsüberspannung

Durch die Reduktion von Metallionen an der Kathode wird die Konzentration an Metallionen in der Lösung verändert. Die so entstandene Verarmung und das damit verbundene Konzentrationsgefälle führt zur Diffusion von Metallionen hin zur Kathode, wie es im Fick'schen Gesetz beschrieben ist. Auf Dauer bildet sich so ein Gleichgewichtszustand mit einer geringeren Metallionenkonzentration an der Kathode aus. Dieses Konzentrationsgefälle hat zur Folge, dass sich das Redox-Potential der Reaktion verändert, wie es in der Nernst'schen Gleichung beschrieben ist [72]. Die so entstandene Spannung wird Diffusionsüberspannung genannt.

Wie jede chemische Reaktion, ist auch die Kathodenreaktion in ihrer Reaktionsgeschwindigkeit limitiert. Da die Ionen in der wässrigen Lösung immer in einer hydratisierten Form vorliegen, muss das Metallion bis zur Einlagerung ins Metallgefüge mehrere Reaktionen durchlaufen. Somit ergibt sich auch hier bei einer galvanostatischen Abscheidung eine Überspannung, welche Reaktionsüberspannung genannt wird.

Durchtrittsüberspannung

Durch das Anlegen einer Spannung an eine Elektrode bildet sich an der Grenzfläche zum Elektrolyten eine elektrochemische Doppelschicht aus. Das bedeutet, dass die negative Ladung der Kathode eine Anziehung von Metallionen hervorruft, die sich um die Elektrode anlagern. Durch den Überschuss an positiven Ladungen entsteht in Kombination mit der Elektrode ein Bereich, der von außen betrachtet keine Nettoladung trägt. Doch die Metallionen sind nicht die einzigen Moleküle, die sich an der Elektrode anlagern. So können sich auch Anionen und vor allem Wassermoleküle an der Grenzfläche absetzen und so die Anlagerung von Metallionen, welche ebenfalls von einer Hydrathülle umhüllt sind, erschweren. Im Stern-Grahame-Modell sind diese Phänomene näher beschrieben. Für die Galvanik hat dies zur Folge, dass für die Durchdringung dieser Grenzschrift Energie notwendig ist, was in der Durchtrittsüberspannung resultiert.

Kristallisationsüberspannung

Metalle sind in ihrer festen Form kristalline bzw. polykristalline Stoffe. Somit ist für das Schichtwachstum einerseits ein Kristallwachstum notwendig und andererseits müssen sich Kristallkeime bilden, an denen der Kristall wachsen kann. Hier ist zu berücksichtigen, dass die notwendige Spannung zur Keimbildung größer ist, als die zum Kristallwachstum. Da beim Kristallwachstum die Anlagerung neuer Atome nur an bestimmten Stellen erfolgen kann, ist auch hier mit einer Überspannung zu rechnen.

Widerstandsüberspannung

Die Widerstandsüberspannung beinhaltet die ohmschen Widerstände bei der elektrolytischen Metallabscheidung. Hierzu gehört der Spannungsabfall über der Diffusionsschicht, aber auch schlecht leitende Deckfilme auf der Kathode.

Stromdichte-Potential-Kurve

Wenn man alle Überspannungen zusammenfasst, erhält man eine Abscheidespannung, welche maßgeblich von der Stromdichte abhängig ist. Dieser Zusammenhang wird üblicherweise in der Stromdichte-Potential-Kurve zusammengefasst (Abb. 3.4).

Die Kurvenform kommt aus der Überlagerung der unterschiedlichen Überspannungen zustande. Das Kathodenpotential bei einer gegen 0 laufenden Stromdichte setzt sich hauptsächlich aus der Kristallisationsüberspannung und der Durchtrittsüberspannung zusammen. Bei höheren Stromstärken spielen dann die Widerstandsüberspannung und die Konzentrationsüberspannungen dazu eine wichtige Rolle. Bei Erreichen der Grenzstromdichte hat dann die Verarmung des Elektrolyten einen Wert erreicht, an dem die Spannungen bei einem weiteren Erhöhen der Stromstärke sehr stark ansteigen müssen.

3.3.3 Wasserstoff-Abscheidung

Im verwendeten sauren Nickelsulfamatelektrolyten sind wie in jedem anderen sauren Elektrolyten durch die Autoprotolyse des Wassers H_3O^+ Ionen vorhanden. Diese positiv geladenen Ionen können wie in fol-

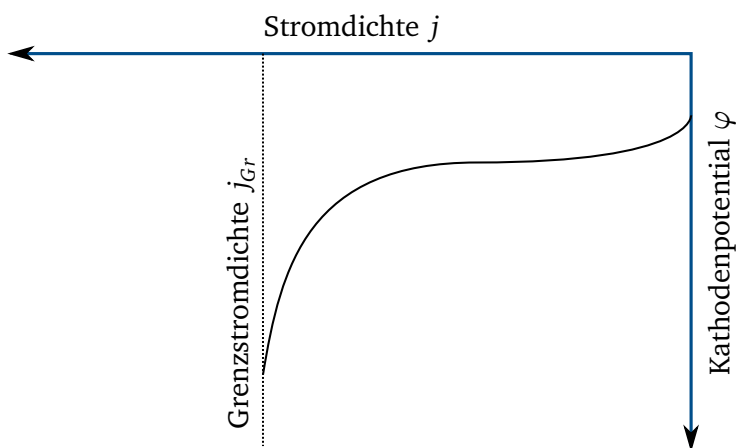


Abbildung 3.4: Beispielhafte Stromdichte-Potential-Kurve.

gender Gleichung beschrieben, auch an der Kathode reduziert werden, wodurch Wasserstoff abgeschieden wird:



Ob Nickel oder Wasserstoff an der Kathode abgeschieden wird, ergibt sich aus den Redox-Potentialen der beiden Reaktionen. Dies wird in Form des Elektrodenpotentials U_H , welches das Potential in Bezug zur Standardwasserstoffhalbzelle setzt, angegeben. Je positiver ein Wert ist, desto edler ist die reduzierte Form des Stoffs. Dieser Stoff wird also bevorzugt abgeschieden. Zur Bestimmung der Elektrodenpotentiale im Elektrolyten ist das Standardpotential U_H^0 aus der Literatur zu entnehmen [72] und über die Nernst'sche Gleichung das konzentrationsabhängige Elektrodenpotential zu bestimmen. In Tabelle 3.3 sind die Standardelektrodenpotentiale der relevanten Redox-Paare und die Elektrodenpotentiale der Stoffe bei den im Elektrolyt vorhandenen Konzentrationen dargestellt.

Tabelle 3.3: Elektrodenpotentiale der Nickel- und Wasserstoff-Redoxpaare.

Reaktion	Konzentration	Elektrodenpotential
$Ni^{2+} + 2e^- \rightleftharpoons Ni$	1 Mol/l	−0,25 V
$Ni^{2+} + 2e^- \rightleftharpoons Ni$	0,85 Mol/l	−0,252 V
$2H^+ + 2e^- \rightleftharpoons H_2$	1 Mol/l	0 V
$2H^+ + 2e^- \rightleftharpoons H_2$	10^{-4} Mol/l	−0,236 V

So wird ersichtlich, dass bei der alleinigen Betrachtung der Redox-Potentiale in diesem Fall eigentlich Wasserstoff abgeschieden wird. Im Gegensatz zu den Standardpotentialen unterscheidet sich das Elektrodenpotential aber nur noch um 16 mV. Basierend auf diesen Werten müsste aber trotzdem in erster Linie Wasserstoff abgeschieden werden. Warum trotzdem Nickel abgeschieden werden kann, erklärt sich mit der Überspannung bei der Wasserstoffabscheidung an einer Nickelelektrode, welche bei geringen Stromstärken wesentlich größer ist als die Überspannung bei Nickel selbst. In [73] wurde die Wasserstoffüberspannung an Nickelelektroden bestimmt. Sie beträgt zwischen −0,2 V und −0,45 V für Stromdichten von $0,03 \text{ A/dm}^2$ und 1 A/dm^2 . Im Vergleich zur Nickelabscheidung sind diese Überspannungen verhältnismäßig groß, was dazu führt, dass bei üblichen Stromdichten die Wasserstoffabscheidung nur in geringem Maße stattfindet. Sobald bei der Nickelabscheidung aber die Grenzstromdichte erreicht wird,

steigt das Kathodenpotential stark an und die Wasserstoffabscheidung wird begünstigt. Dieser Effekt wird sichtbar, wenn man die kathodische Stromausbeute η in Abhängigkeit von der Stromdichte betrachtet (Tabelle 3.4). So ist die Ausbeute bei 10 A/dm² am höchsten und bei 43 A/dm² am geringsten. Die Differenz zur 100 %igen Stromausbeute resultiert aus der Wasserstoffabscheidung.

Stromdichte in A/dm ²	kathodische Stromausbeute in %
5,4	98,5
10,8	99,0
16,2	98,0
21,6	97,5
27,0	96,5
32,4	97,0
37,8	97,0
43,2	96,5

Tabelle 3.4: Stromausbeute in einem zusatzfreien Nickelsulfamatbad [71].

3.3.4 Herkunft der intrinsischen Spannungen

Intrinsische Spannungen lassen sich in mehrere Arten unterteilen. So gibt es artfremde innere Spannungen, die entstehen, wenn Materialien mit unterschiedlichen Gitterkonstanten aufeinander aufgewachsen werden. Dieses Phänomen tritt somit nur an Grenzflächen zwischen unterschiedlichen Materialien auf. Für dickere Schichten spielen aber vor allem die arteigenen Spannungen eine wesentliche Rolle. Diese lassen sich in drei Arten aufteilen, wobei nur die inneren Spannungen erster Art eine makroskopische Verformung des Körpers hervorrufen. Die inneren Spannungen zweiter und dritter Art beziehen sich auf statistisch verteilte Spannungen im Kristallgitter und zwischen einzelnen Körnern. Diese heben sich jeweils gegenseitig auf und sind somit nicht messbar [70].

Bei der Untersuchung der Herkunft intrinsischer Spannungen werden einerseits phänomenologische Untersuchungen durchgeführt, andererseits gibt es einige Theorien, die sich mit der physikalisch-chemischen Modellierung befassen. Eine umfassende Theorie, welche alle Phänomene beschreiben kann, gibt es nicht. Insbesondere die Tatsache, dass Zug- und Druckspannungen erzeugt werden können, macht es schwierig, die Mechanismen der Entstehung zu verstehen [69]. Es wird aber vermutet, dass Störungen im Kristallgitter eine wesentliche Rolle bei der Entstehung der Spannungen spielen. Diese können von Verunreinigungen aber vor allem auch von der Mitabscheidung von Wasserstoff herrühren.

Wie in den vorangegangenen Abschnitten erläutert wurde, kann die Mitabscheidung von Wasserstoff durch eine Anpassung der Stromdichte variiert werden. Dass die Stromdichte einen wesentlichen Einfluss auf die intrinsischen Spannungen der Struktur haben, wird in [71] für Nickelsulfamatbäder im Detail erläutert.

3.3.5 Streufähigkeit

Als Streufähigkeit eines Galvanikprozesses bezeichnet man das Vermögen des Elektrolyten gleichmäßige Schichtdicken zu erzeugen. Die Homogenität des Galvanikprozesses wird damit beschrieben. Da der galvanische Abscheidungsprozess seine Energie aus dem elektrischen Feld gewinnt und die Feldverteilung von der Geometrie der Kathode abhängt, wird immer ein gewisses Maß an Unregelmäßigkeiten vorhanden sein. Im Normalfall gilt es dieses zu minimieren. Unterschieden wird in der Literatur [68] zwischen der primären Stromdichteverteilung und der sekundären Stromdichteverteilung. Die primäre

Stromdichteverteilung beschreibt allein die Stromdichteverteilung aufgrund des ohmschen Widerstands des Elektrolyten (Abb. 3.5).

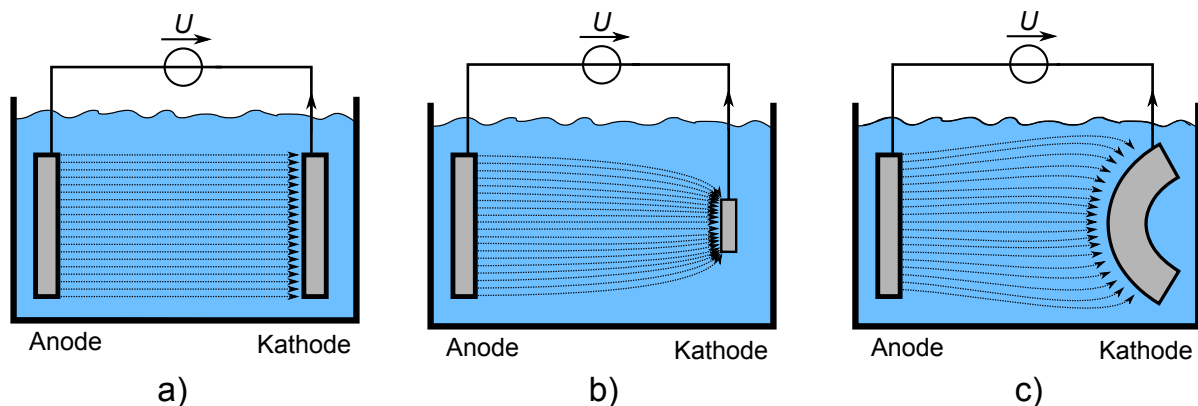


Abbildung 3.5: Stromlinien des elektrischen Feldes aufgrund der primären Stromdichteverteilung: a) homogene Stromdichte. b) Überhöhte Stromdichte an den Kanten. c) Überhöhte Stromdichte in der Mitte

Die sekundäre Stromdichteverteilung beschreibt die Stromdichteverteilung in Abhängigkeit von einer inhomogenen kathodischen Überspannung. Wie beschrieben, kann sich aufgrund einer Elektrolytverarmung die Diffusionsüberspannung erhöhen. Dies kann z.B. in Poren zu einer Erhöhung der Überspannung führen und dem Effekt der primären Stromdichteverteilung auch entgegenwirken.

3.4 Verwendete Galvanikanlage

Die vorangegangenen Abschnitte beziehen sich auf die allgemeinen Grundlagen der galvanischen Abscheidung mit Nickel-Sulfamat. Diese sind für das Verständnis der Vorgänge bei der Abscheidung von großer Bedeutung. Bei der praktischen Umsetzung können diese Vorgänge durch unterschiedliche technische Vorkehrungen aber auch durch chemische Zusätze gesteuert werden. So wird in diesem Abschnitt auf den Aufbau der verwendeten Galvanik-Anlage, die Zusammensetzung des Elektrolyten und den verwendeten Parametersatz eingegangen.

3.4.1 Galvanikanlage „M-O-T μ Galv“

Die am Institut vorhandene Galvanikanlage „M-O-T μ Galv“ zeichnet sich durch einige Eigenschaften aus, die die Qualität der abgeschiedenen Schichten konstant auf einem hohen Niveau halten sollen. Die Anlage ist in Abb. 3.6 dargestellt. Der Einfluss der einzelnen Komponenten auf die Schicht soll hier in Kürze erläutert werden.

Rotation und Anströmung

Um die Überspannung bei der Abscheidung mit höheren Stromdichten möglichst gering zu halten, können durch die Umwälzung Konzentrationsgefälle im Elektrolyten verhindert werden. Die Rotation der Kathode trägt zusätzlich zur Verringerung der Diffusionsschicht bei.

Pulseplating

Die Anlage enthält eine Stromquelle, welche es ermöglicht mit Pulsen abzuscheiden. Dies bedeutet, dass anstelle von Gleichstrom ein Rechtecksignal erzeugt wird. Durch das zwischenzeitliche Abschalten des Stroms können die Schichteigenschaften gezielt angepasst werden. So kann unter anderem durch die Unterbrechung der Abscheidung die Diffusionsüberspannung gesenkt werden und die Wasserstoffabscheidung somit verringert werden.

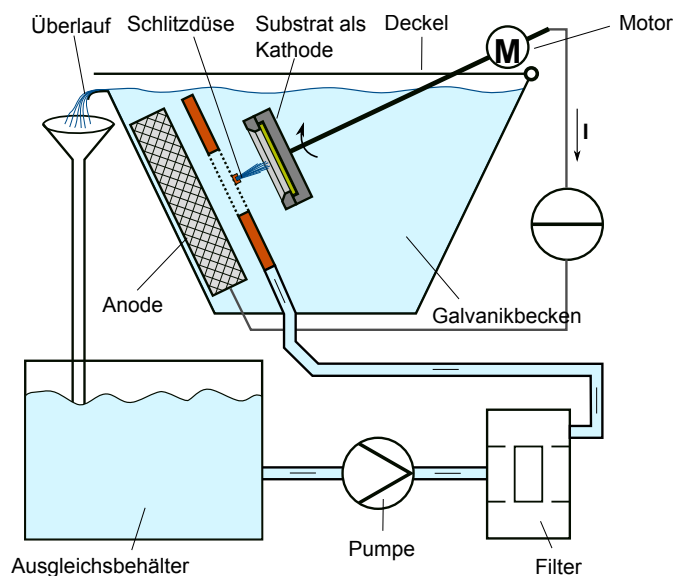


Abbildung 3.6: Schematischer Aufbau der am Institut vorhandenen Galvanikanlage M-O-T μ Galv nach [74]. Dargestellt ist das Galvanikbecken und der Elektrolytkreislauf. Der Elektrolyt wird in dieser Anlage umgepumpt, gefiltert und temperiert. Zur Minimierung der Diffusionsschicht wird der Elektrolyt auf das Substrat gepumpt. Das Substrat selbst wird zusätzlich in Rotation versetzt.

Säurenachdosierung

Bei der Abscheidung von Wasserstoff werden dem Elektrolyten Oxonium-Ionen (H_3O^+) entzogen, wodurch der Säuregehalt des Elektrolyten mit der Zeit abnimmt. Durch eine integrierte pH-Sonde und eine automatisierte Nachdosierung von Amidosulfonsäure wird der pH-Wert konstant gehalten.

Aktivkohle- und Partikelfilterung

Die Filterung mit Aktivkohle und die Verwendung eines Partikelfilters ist notwendig um die Verunreinigungen im Bad über einen langen Zeitraum gering zu halten. So kann der Elektrolyt über Jahre hinweg verwendet werden.

3.4.2 Elektrolyt

Nickelsulfamatelektrolyte können in unterschiedlichen Konzentrationen und mit unterschiedlichen anorganischen und organischen Zusätzen verwendet werden. Eine detaillierte Beschreibung der unterschiedlichen Bäder erfolgt in [71].

Am Institut wird der in Tabelle 3.5 aufgelistete Elektrolyt ohne organische Zusätze verwendet. Die Zusammensetzung hat sich durch zahlreiche Messreihen im Rahmen der Dissertation von C. Wohlgemuth [70] und im BMBF-Vorlaufprojekt INSIGHT [75] ergeben. Die Bedeutung der unterschiedlichen verwen-

Tabelle 3.5: Zusammensetzung des Nickelsulfamatbades.

Substanz	Menge
Nickelsulfamattetrahydrat	275 g/L
Nickelchlorid	0 g/L
Borsäure	35 g/L
Amidosulfonsäure	Nach Bedarf: pH = 4

deten bzw. nicht verwendeten Materialien wird hier kurz erläutert:

Borsäure dient zur Pufferung des Elektrolyten. So kann der pH-Wert bei der Abscheidung von Wasserstoff über längere Zeit konstant gehalten werden.

Die Zugabe von Nickelchlorid wirkt sich positiv auf die Löslichkeit der Anode aus. Zu hohe Stromdichten können zur Passivierung der Anode führen. Dafür steigen die Zugspannungen im Material mit erhöhter Konzentration an. Da die Anode im Vergleich zur Kathode in der verwendeten Anlage groß ist, sind die Stromdichten an der Anode auch relativ klein, weswegen auf die Verwendung von Chlor verzichtet wird.

Organische Zusätze sollen die Wasserstoffporenbildung verhindern um spannungsfreie Schichten herzustellen. Die Porenbildung kann jedoch auch durch eine kräftige Bewegung des Bades verhindert werden, was bei der verwendeten Anlage der Fall ist. Der Verzicht auf organische Zusätze hat außerdem den Vorteil, dass keine Nachdosierung derselben stattfinden muss. Diese ist notwendig, weil sich die Zusätze bei der Abscheidung zersetzen können.

Der pH-Wert von 4 stellt einen Kompromiss bezüglich der intrinsischen Spannungen und der Kompatibilität mit den verwendeten Photolacken dar. Die intrinsischen Spannungen sind bei niedrigen pH-Werten kleiner, die Entfernung der Photolacke wird durch zu geringe pH-Werte erschwert.

3.4.3 Parameter der galvanischen Abscheidung

Die verwendete Galvanikanlage wurde schon in vorangegangenen Arbeiten und Projekten tiefgehend untersucht. So wurden statistische Versuchsreihen durchgeführt um den Einfluss der unterschiedlichen Einstellungen auf die Schichtqualität zu untersuchen. In [70] stand eine spannungsarme, hermetisch dichte Schicht im Vordergrund. In [76] wurden die elektrischen und magnetischen Eigenschaften im Detail dargestellt. In [143] wird zusätzlich der Einfluss unterschiedlicher Parameter auf Randüberhöhungen und somit auf die Homogenität der Schicht dargestellt.

So ergaben sich basierend auf den von C. Wohlgemuth beschriebenen Abscheideparameter die in dieser Arbeit verwendeten Parameter (Tabelle 3.6).

Tabelle 3.6: Parametersätze für die Abscheidung von Nickelschichten in der M-O-T μ Galv Galvanikanlage. Dargestellt sind die Parameter zur Herstellung von Nickel-Trennmembranen für Drucksensoren aus [70] und die in dieser Arbeit verwendeten Parameter zur Herstellung von Nickel-Wanderkeilaktoren.

Parameter	Werte nach [70]	verwendete Werte
Badtemperatur	50 °C	45 °C
Stromdichte	1-20 A/dm ²	1.5-65 A/dm ²
Puls-Plating Verhältnis	90% an, 10% aus	90% an, 10% aus
Pulse-Plating Frequenz	500 Hz	10 Hz
Anströmung	mind. 1 l/min	7 l/min
Kathodenrotation	90 % → 41 U/min	50 % → 23 U/min
Schichtdicke	10-15 μ m	3-15 μ m
Substrat		Si und Glas

3.5 Gekrümmte Nickelstrukturen mit definierten Variationen auf der Waferfläche

Aus den vorangegangenen Betrachtungen wird klar, dass sich gekrümmte Strukturen durch die Kombination von zwei galvanischen Schichten mit unterschiedlichen Abscheideparametern realisieren lassen. Die Untersuchung der Haupteffekte auf die Randüberhöhung, welche von T. Winterstein durchgeführt wurde [143] ergibt aber, dass eine erhöhte Stromstärke auch immer größere Inhomogenitäten in der

Schichtdicke hervorruft. An einem Wafer mit unterschiedlich großen Strukturen, der im Rahmen dieser Arbeit gefertigt wurde, kann man das Ausmaß dieses Effekts erkennen (Abb. 3.7).

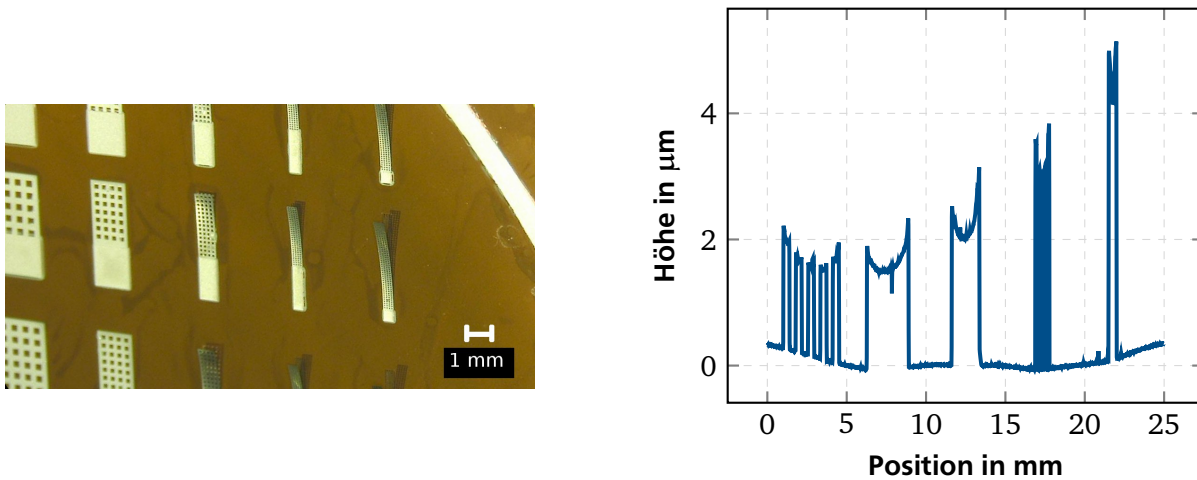


Abbildung 3.7: Untersuchung der Schichtdickenvariation auf einem Wafer. Links sind freigestellte gekrümmte Strukturen abgebildet. Es ist erkennbar, dass die schmalen Strukturen sehr viel weiter aus der Waferoberfläche herausragen als die breiten Strukturen. Rechts ist zusätzlich eine Schichtdickenmessung über die unterschiedlich großen Strukturen dargestellt.

Diese Schwankungen sind für das Design und die Auslegung von elektrostatischen Aktoren in erster Linie störend. Zusätzlich zu den Schichtdickenschwankungen kommt, dass die Stromdichte in gleichem Maße über den Wafer hinweg variiert. Dieser Zusammenhang ist durch das Faraday'sche Gesetz gegeben. Somit sind über den Wafer verteilt auch unterschiedliche Abscheideparameter vorhanden, was sich vor allem auch auf die intrinsischen Spannungen auswirkt. Für den Entwurf von elektrostatischen Wanderkeilaktoren ist es essentiell, die Vorgänge bei der Abscheidung vorhersagen zu können. So kann durch das Hinzufügen von Ausgleichsstrukturen, im weiteren Verlauf als Dummy-Strukturen bezeichnet, die Schichtdicke und Schichtspannung homogenisiert oder gezielt verändert werden.

Um solche Vorhersagen treffen zu können, werden die folgenden Versuche durchgeführt: Zur Analyse der Variationen werden Teststrukturen entworfen und mit dem beschriebenen Galvanikprozess hergestellt. Diese Strukturen werden auf Schichtdicke und Schichtspannung hin charakterisiert, um die lokale Stromdichteverteilung und die stromdichteabhängige intrinsische Spannung zu bestimmen. Auf Basis dieser Ergebnisse wird ein Simulationsmodell erstellt, welches die primäre Stromdichteverteilung anhand des Maskendesigns bestimmen kann. Mithilfe dieses Simulationsmodells können dann neue Geometrien vor der Herstellung auf ihre Eigenschaften hin geprüft und angepasst werden.

3.5.1 Herstellung von Teststrukturen

Für die geplanten Untersuchungen werden gekrümmte Balkenstrukturen hergestellt. Dazu ist eine Galvanostartschicht und eine strukturierte Opferschicht notwendig. Die Gegenelektrode und das Dielektrikum, welche für die Herstellung von funktionsfähigen Aktoren benötigt werden, fallen für diese Versuche weg. Der Prozessablauf wird in Kapitel 4 näher beschrieben und ist in Abbildung 4.3 dargestellt.

Um die Stromdichte lokal auf dem Wafer zu variieren, wird die Anzahl der Balkenstrukturen auf einem Flächenelement von $7 \times 7 \text{ mm}^2$ variiert. Die Balken selbst besitzen eine Länge von 4,5 mm und eine Breite von 0,5 mm. Der Aufbau des Wafers und die fertig prozessierten Strukturen sind in Abb. 3.8 dargestellt.

So wurden zwei Wafer mit unterschiedlichen Galvanikparametern hergestellt. Die verwendeten Parameter und die mittlere geplante Schichtdicke sind in Tabelle 3.7 dargestellt.

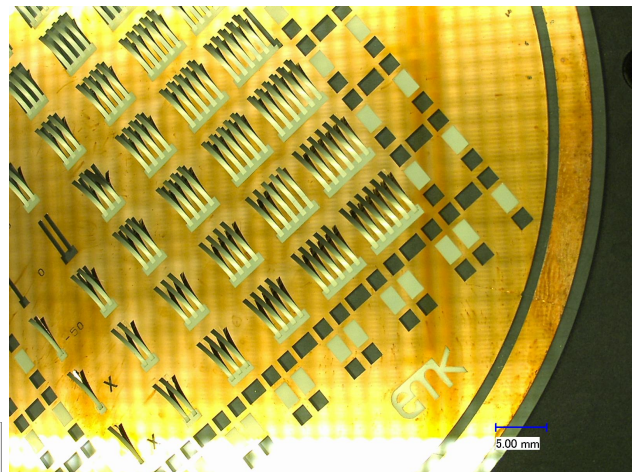
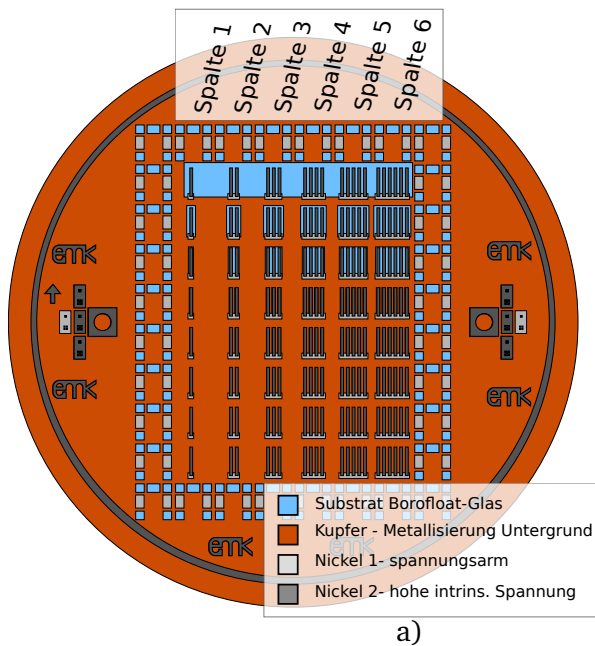


Abbildung 3.8: Draufsicht auf das Layout des kompletten Wafers (a) und der gefertigten Strukturen (b). Die einzelnen Zeilen unterscheiden sich in der Strukturierung der Opferschicht. Für die gezeigten Versuche ist dies jedoch nicht weiter relevant.

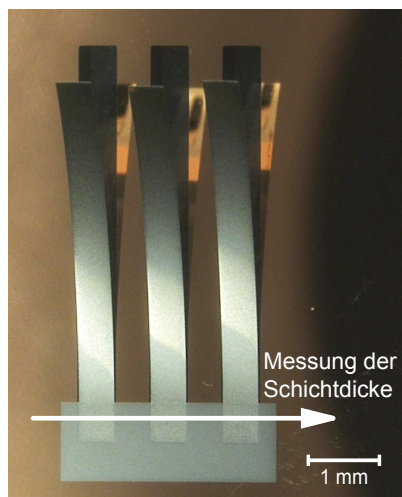
Tabelle 3.7: Verwendete Abscheideparameter für die Herstellung der Nickelstrukturen.

	Nickel 1 (spannungsarm)			Nickel 2 (vorgespannt)		
	Mittlere Strom-dichte	Abscheide-dauer	Geplante mittlere Schicht-dicke	Mittlere Strom-dichte	Abscheide-dauer	Geplante mittlere Schicht-dicke
Wafer 1	0,5 A/dm ²	40 min	4 µm	20 A/dm ²	1 min	4 µm
Wafer 2	2 A/dm ²	12:30 min	5 µm	25 A/dm ²	1 min	5 µm

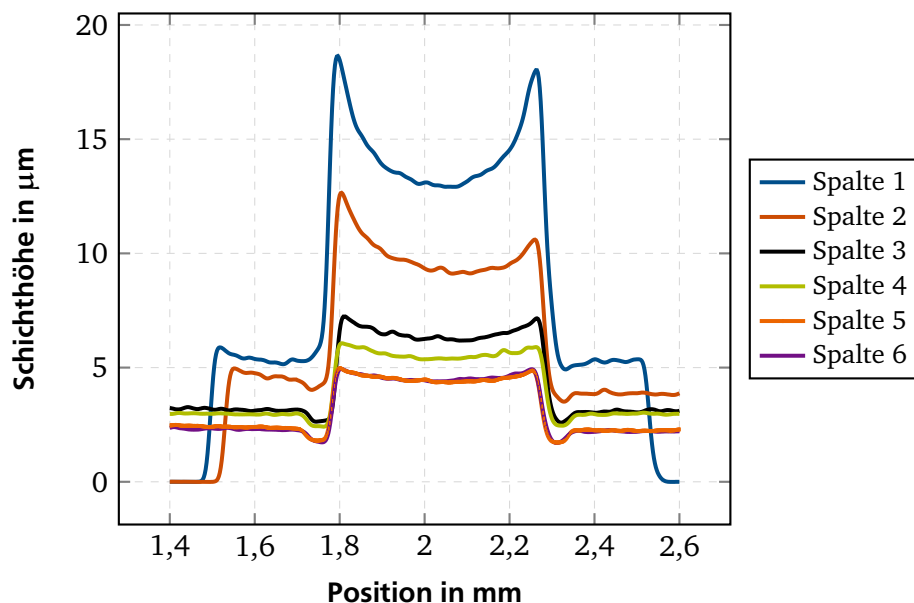
3.5.2 Charakterisierung der Schichtdicke

Für die Bestimmung der Variation in Stromdichte und Schichtspannung müssen die Proben vermessen werden. Die Stromdichte lässt sich anhand von Gleichung 3.11 über die Schichtdicke bestimmen. Theoretisch müsste noch berücksichtigt werden, dass der Wirkungsgrad von der Stromdichte abhängig ist. Da der Wirkungsgrad bei der verwendeten Anlage aber unbekannt ist, wird für diese Charakterisierung von einem konstanten 100%igen Wirkungsgrad ausgegangen. Der dadurch eingebrachte Fehler sollte sich nach Tabelle 3.4 auf maximal 3,5 % beschränken. Die Bestimmung der Schichtdicke erfolgt mit dem Oberflächenprofilometer DEKTAK 8. Gemessen wird an der in Abb. 3.9 dargestellten Stelle, an der Verankerung der Strukturen. Bei den einzelnen Spalten wird jeweils der zweite Balken von links vermessen. So ergibt sich für jede Struktur das in der Abbildung dargestellte Oberflächenprofil.

Aus den Oberflächenprofilen wird durch Mittelwertbildung die Schichtdicke der einzelnen Strukturen extrahiert. So werden auch die unterschiedlichen Strukturen der gleichen Spalten zusammengefasst. Als Resultat erhält man so die in Abb. 3.10 dargestellte Verteilung. Es ist klar zu erkennen, dass die Variation



a)



b)

Abbildung 3.9: Messung des Oberflächenprofils bei den gefertigten Teststrukturen. a) Position der Messung. b) Gemessenes Oberflächenprofil von Wafer 1, Reihe 4. Der Offset der einzelnen Kurven ist gleich der Höhe der ersten Nickelschicht, worauf sich in der Mitte der Struktur die zweite vorgespannte Schicht addiert.

der zu galvanisierenden Fläche vor allem bei hohen Stromstärken eine starke Variation der Schichtdicke hervorruft.

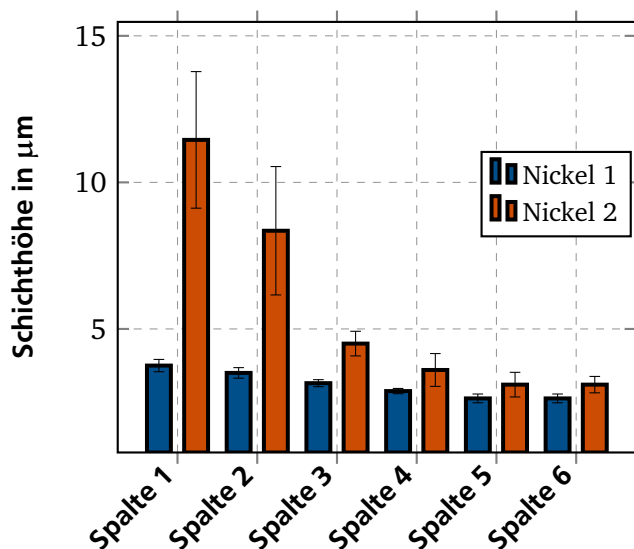


Abbildung 3.10: Gemessene Schichtdicken bei Wafer 1. Gemittelt über die Reihen 1 - 4 und das Profil des Balkens.

3.5.3 Simulation der Stromdichteverteilung

Um die charakterisierte Schichtdickenverteilung für spätere Waferdesigns nutzbar zu machen, wird das vorhandene Waferdesign in die Software CST-Studio importiert. Unter Verwendung des Static Current Solver wird dann die Stromdichteverteilung in einer Galvanikzelle simuliert. Das Modell besteht aus

einer vollflächigen Anode, einem Elektrolyten, der als Festkörper mit endlicher Leitfähigkeit angenommen wird und einer strukturierten Kathode (Abb. 3.11). Die einzelnen Parameter des Modells werden so gewählt, dass eine möglichst gute Übereinstimmung zwischen Simulationsmodell und Messergebnissen hergestellt werden kann.

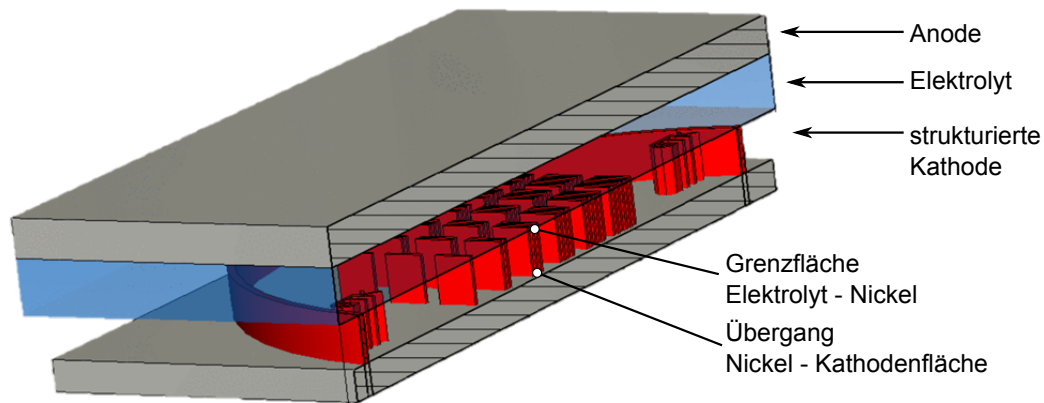


Abbildung 3.11: Aufbau des Simulationsmodells. Die Geometrie ist so gewählt, dass das Simulationsergebnis möglichst genau mit den berechneten Stromdichten übereinstimmt. Die Nickelstrukturen (rot) sind in diesem Modell sehr lang gewählt, um eine Mittelung der Stromdichte über einen einzelnen Balken zu erreichen (siehe Abb. 3.13).

Da sich dieses Modell nur auf die Stromdichteverteilung im Elektrolyten bezieht, werden alle Überspannungen - bis auf die Widerstandsüberspannung - vernachlässigt. Dies resultiert darin, dass das Modell die Stromdichteabhängigkeit der Schichtdickenvariation nicht abbildet. Somit kann das Modell auch nur für ähnliche mittlere Stromdichten Anwendung finden. Für die mittlere Stromdichte von 20 A/dm^2 ergibt sich so ein Modell mit einer Anodengröße von $11 \times 11 \text{ cm}^2$ und einer 7 mm dicken Elektrolytschicht mit einer Leitfähigkeit von 10 S/m . Die strukturierte Kathode hat die Dimension und Struktur der zu galvanisierenden Nickelschicht und wird mit einer endlichen Leitfähigkeit von $14 \times 10^6 \text{ S/m}$ und einer Schichtdicke von 10 mm so gewählt, dass sich der Stromfluss durch diese hohen Strukturen hindurch homogenisiert und so die mittlere Stromdichte an einer Balkenstruktur besser bestimmt werden kann. Mit diesem Modell ergeben sich unterschiedliche Stromdichteverläufe: An der Grenzschicht zum Elektrolyten ergibt sich ein Verlauf mit hohen Randüberhöhungen (Abb. 3.12). An der Grenzfläche zwischen der Nickelstruktur und dem zusammenhängenden perfekt leitenden Teil der Kathode ergibt sich ein Verlauf ohne Randüberhöhungen mit großen Unterschieden zwischen den einzelnen Strukturen (Abb. 3.13). Durch diesen zweiten Stromdichteverlauf wird es einfacher, die mittleren Schichtdicken und Spannungen abzuschätzen.

Anhand der Schichtdickenmessung, welche in Abb. 3.10 dargestellt ist, lässt sich die lokale Stromdichteverteilung auf dem Wafer berechnen. Vergleicht man die simulierte und experimentell bestimmte Stromdichte-Variation über den einzelnen Strukturen (Abb. 3.14), erhält man maximale relative Abweichungen von 25 %, was für den Entwurfsprozess als ausreichend präzise angesehen wird. Es lässt sich aber auch erkennen, dass die simulierten Werte bei allen Messpunkten kleiner sind als die berechneten Stromdichten. Da der angelegte Strom im Simulationsmodell dem Strom im Experiment entspricht, lässt sich dieser Fehler auch nicht durch eine Variation der oben beschriebenen Parameter des Simulationsmodells erreichen. Für die genaue Untersuchung dieser Abweichung müssten die Proben genauer charakterisiert werden. So geht in die Berechnung der realen Stromdichte die Dichte des Materials ein, welche bei den entstandenen Schichten unbekannt ist. Zur Berechnung verwendet wird die Dichte von Bulk-Material. Es ist aber davon auszugehen, dass die reale Dichte geringer ist. Des Weiteren werden die Randstrukturen (Alignmentmarken, Logos und Ring) auf dem Wafer nicht verglichen. Abweichungen in diesen Bereichen könnten das Ergebnis ebenfalls verfälschen.

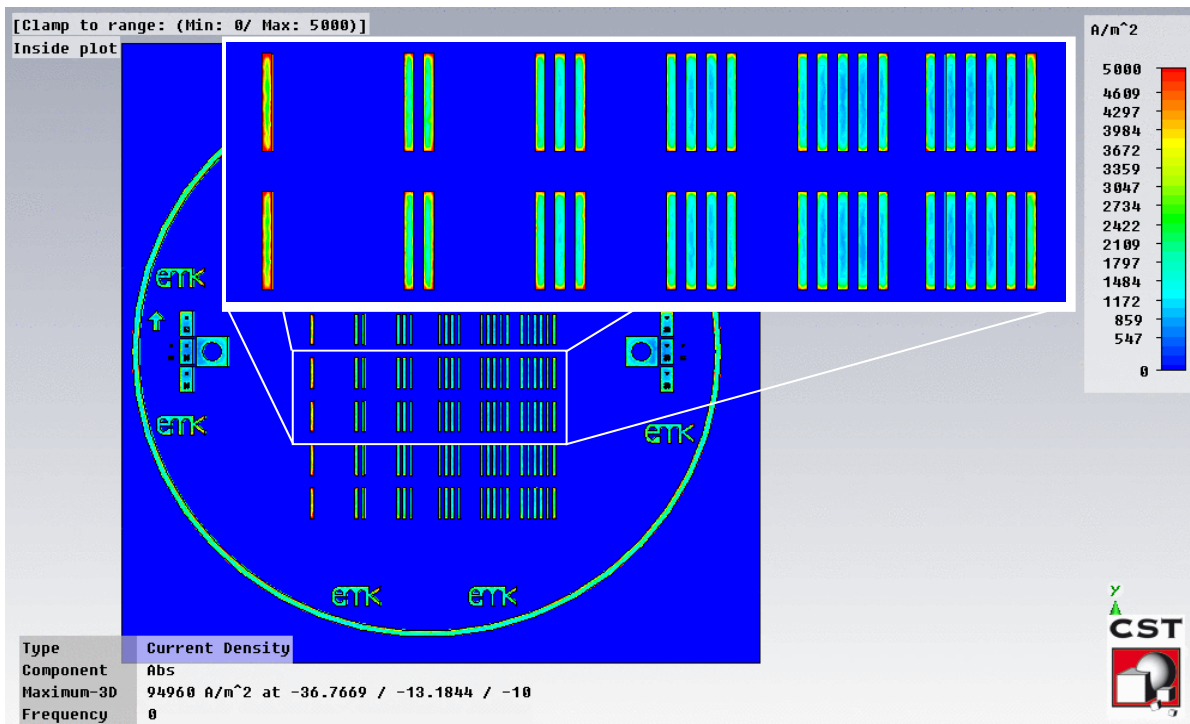


Abbildung 3.12: Simulierte Stromdichteverteilung an der Grenzfläche zwischen Nickelstruktur und Elektrolyt. Große Schwankungen zwischen den einzelnen Strukturen aber auch Randüberhöhungen an den einzelnen Strukturen werden sichtbar.

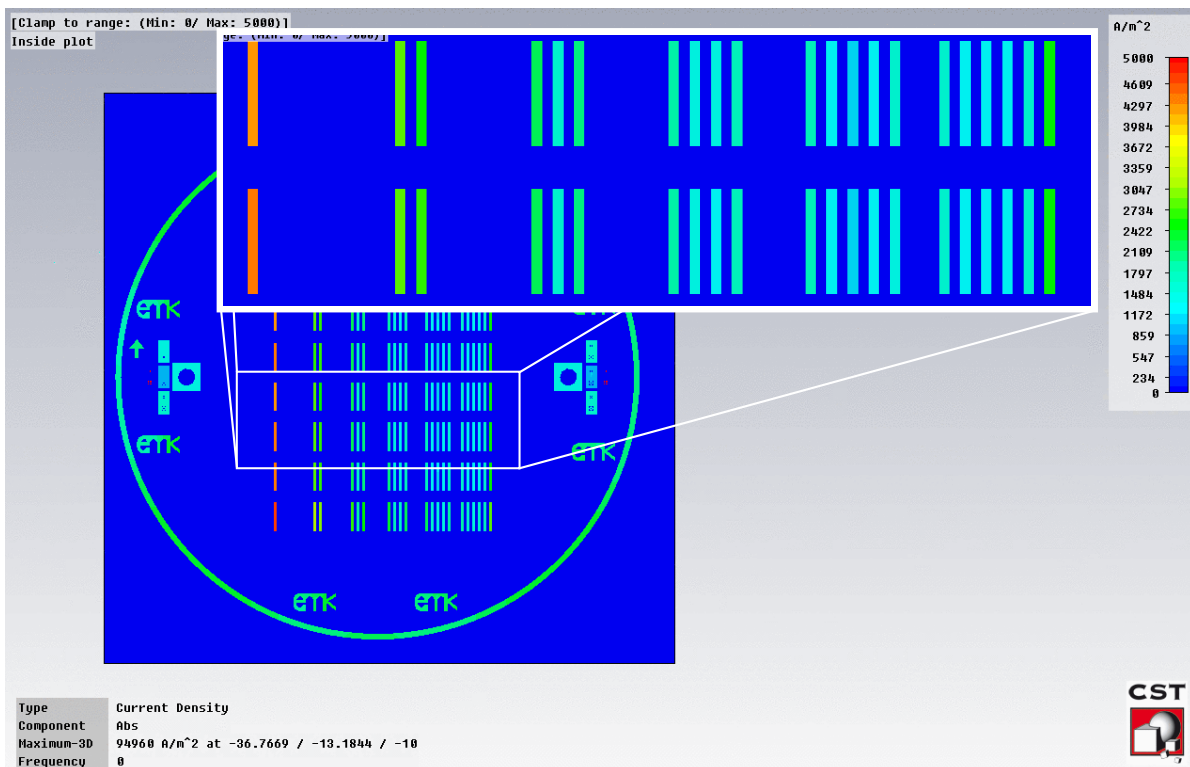


Abbildung 3.13: Simulierte Stromdichteverteilung am unteren Ende der langgezogenen Nickelstrukturen (Übergang Nickel-Kathodenfläche, siehe Abb. 3.11). Die Stromdichte verteilt sich hier homogen in den einzelnen Strukturen. Der Unterschied zwischen den einzelnen Strukturen wird so besser erkennbar.

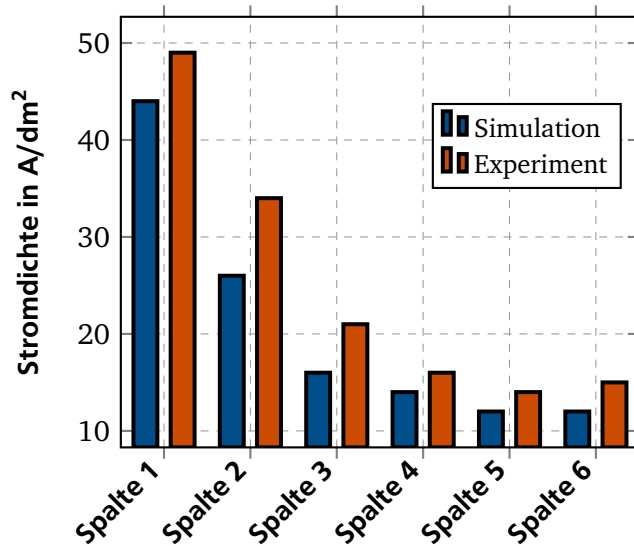


Abbildung 3.14: Vergleich von simulierten und experimentell bestimmten Stromdichten bei den beschriebenen Testwafern. Die experimentell bestimmten Stromdichten ergeben sich aus den Schichtdicken der einzelnen Balken bei bekannter Abscheidezeit.

3.5.4 Bestimmung der Schichtspannung

Um später Aktoren gezielt auslegen zu können, ist neben der Schichtdicke auch die Schichtspannung und ihre Abhängigkeit von der Stromdichte relevant. Im Gegensatz zur Messung der Schichtspannung an größeren Testobjekten, wie es in der Literatur schon für das verwendete Galvanikbad dokumentiert ist [70, 71], soll hier die lokale Schichtspannung gemessen werden. Aufgrund der Tatsache, dass für die hergestellten Strukturen zwei Nickelschichten eingesetzt werden, ist es aber unmöglich die Schichten getrennt voneinander zu charakterisieren. So ist nur die Berechnung der Spannungsdifferenz möglich.

Die Berechnung der Spannungsdifferenz erfolgt auf Basis des Zweischichtmodells, wie in Gleichung 3.9 beschrieben. Hierfür sind die Schichtdicke und der Krümmungsradius zu bestimmen. Die Schichtdickenmessung der einzelnen Schichten ist im vorangegangenen Abschnitt beschrieben. Der Krümmungsradius (R) wird anhand der maximalen Auslenkung (w_{intr}) der gekrümmten Struktur bestimmt. Hierzu wird die im Anhang 8.4 hergeleitete Formel verwendet. Die Krümmung berechnet sich somit wie folgt:

$$R = \frac{l^2}{2w_{\text{intr}}} \quad (3.13)$$

Die Länge l beträgt für die hier vorhandenen Strukturen 4,5 mm. Zur Messung der maximalen Auslenkung wird auf eine manuelle Höhenmessung mithilfe des Keyence-Mikroskops VH-X zurückgegriffen. Der Messfehler wird auf $\pm 25 \mu\text{m}$ geschätzt. So kann nun die Schichtspannungsdifferenz berechnet werden. Trägt man diese in einem Diagramm in Abhängigkeit von der eingestellten Stromdichte der zweiten Nickelschicht auf, erhält man einen näherungsweise linearen Zusammenhang (Abb. 3.15). Für Wafer 1 sind die einzelnen gemessenen und berechneten Werte, aus welchen sich die Spannungsdifferenz ergibt, in Tabelle 3.8 aufgeführt.

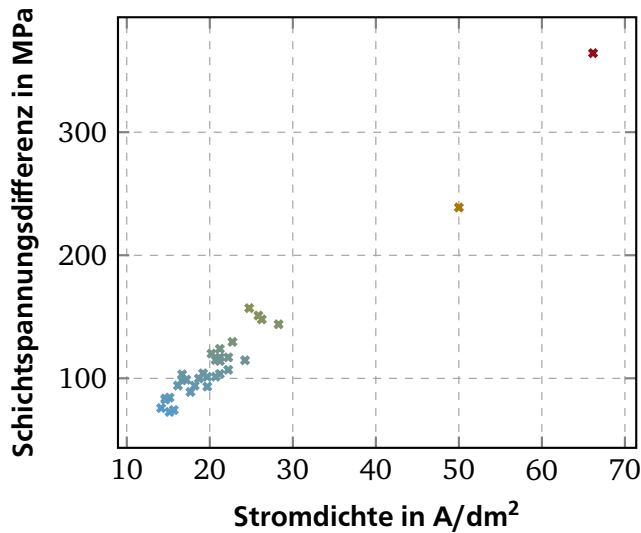


Abbildung 3.15: Zusammenhang zwischen der Stromdichte und der Schichtspannungsdifferenz von galvanisch abgeschiedenen Nickelstrukturen. Die Stromdichte ergibt sich aus der Abscheidezeit und der mittleren Schichtdicke und bezieht sich allein auf die zweite Nickelschicht der einzelnen Nickelbalken. Die Schichtspannungsdifferenz berechnet sich aus dem bestimmten Krümmungsradius, dem E-Modul und den beiden Schichtdicken der Nickelbalken. Die einzelnen Messpunkte stellen die Werte der beiden in Tabelle 3.7 beschriebenen Wafer dar.

Tabelle 3.8: Zusammenfassung der gemessenen und berechneten Parameter bei Wafer 1 (Reihe 1-4, gemessen an der jeweils 2. Struktur von links).

Spalte	1	2	3	4	5	6
Schichtdicke Nickel 1 in μm	3,75	3,50	3,15	2,88	2,63	2,63
Schichtdicke Nickel 2 in μm	11,45	8,35	4,50	3,60	3,10	3,10
Auslenkung an der Spitze in mm	1,23	1,28	1,18	1,28	1,18	1,23
Biegeradius in mm	8,84	8,66	9,25	8,61	9,25	8,94
Spannungsdifferenz in MPa	364	215	111	100	82	86

3.5.5 Arbeitsablauf zur Erzeugung definierter Nickelstrukturen

Durch die Charakterisierung des Zusammenhangs zwischen Stromdichte und Schichtspannung einerseits und durch die Möglichkeit der Simulation der Stromdichteverteilung andererseits lassen sich nun die Eigenschaften der Aktoren besser vorhersagen. So können später Aktoren mit unterschiedlichen Pull-In-Spannungen auf einem Wafer gefertigt werden. Da die Messungen, die Berechnung und die Simulation aber fehlerbehaftet sind, wird hier ein Arbeitsablauf vorgeschlagen, der auf Berechnungen und Simulationen beruht, aber durch Testabscheidungen ergänzt wird um Nickelstrukturen mit definierten Eigenschaften zu fertigen. Der Arbeitsablauf besteht aus den folgenden nacheinander durchzuführenden Schritten:

Design erstellen

Das Design wird wie in der Mikrotechnik üblich durch den Entwurf von Photomasken am Computer durchgeführt. So können auf einem Wafer eine Vielzahl unterschiedlicher oder gleicher Strukturen untergebracht werden.

Stromdichteverteilung simulieren

Wie in Abb. 3.10 dargestellt, beeinflusst das Maskendesign in erster Linie die mit hohen Stromdichten abgeschiedene zweite Nickelschicht. Somit muss das Maskendesign der zweiten Nickelschicht in CST Studio importiert und mit dem beschriebenen Modell simuliert werden. Aus der zu galvanisierenden Fläche und der gewünschten mittleren Stromdichte kann ein erster Wert für den einzustellenden Strom berechnet werden. Dieser kann dann auf Basis der Simulationen für die

relevanten Bereiche angepasst werden. Vor allem sollen durch die Simulation Unterschiede in der Stromdichte zwischen den relevanten Strukturen identifiziert werden.

Design anpassen

Basierend auf den Simulationen kann das Design durch das Einbringen von Dummy-Strukturen angepasst werden. So kann die Schichtspannung über den Wafer hinweg konstant gehalten werden. In dieser Arbeit werden aber vor allem auch Strukturen mit unterschiedlichen intrinsischen Spannungen auf einem Wafer gefertigt um später Aktoren mit unterschiedlichen Kräften und unterschiedlichen Pull-In-Spannungen zur Verfügung zu haben. Nach einer Anpassung der Aktoren können weitere Simulations- und Anpassungsschritte erfolgen, bis die gewünschten Stromdichten eingestellt sind.

Testabscheidung

Um den Einfluss der Differenzen zwischen simulierter und realer Schichtdicke gering zu halten sollte eine Testabscheidung der beiden Nickelschichten durchgeführt werden. Die Abscheidung sollte mit den simulierten Strömen und der über die benötigte Schichtdicke berechneten Zeit durchgeführt werden. Die Proben müssen nun mithilfe des Profilometers vermessen werden. Anhand der Differenz zwischen realer und aus Stromdichte und Zeit berechneter Schichtdicke kann ein Skalierungsfaktor bestimmt werden.

Finale Abscheidung mit angepasstem Strom

Anhand des Skalierungsfaktors kann nun der Strom der Abscheidung angepasst werden. So sollte die definierte Herstellung von Aktoren gewährleistet sein.

Der hier beschriebene Prozess ist im nachfolgenden Flussdiagramm (Abb. 3.16) nochmals zusammengefasst.

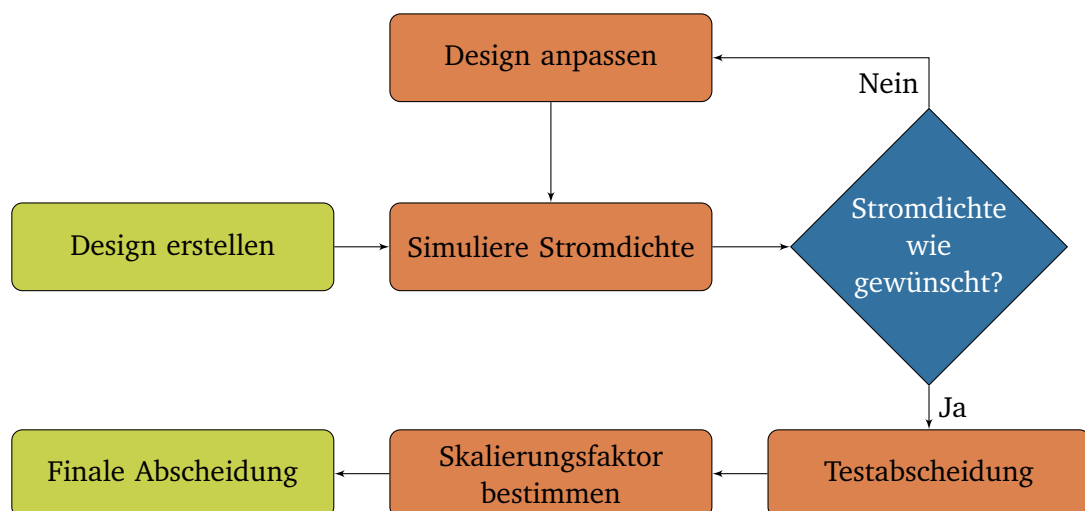


Abbildung 3.16: Flussdiagramm zur Erzeugung von Nickelschichten mit definierten Schichtspannungen und Schichtdicken.



4 Herstellung von elektrostatischen Wanderkeilaktoren

Im Stand der Forschung gibt es schon eine große Anzahl an Wanderkeilaktoren für verschiedenste Anwendungen. Die dafür eingesetzten Materialien, Herstellungstechnologien und Dimensionen unterscheiden sich bei diesen Aktoren ebenfalls sehr stark. Zumeist sind die Aktoren speziell für die gewünschte Anwendung ausgelegt und weitere Funktionen monolithisch im System integriert. So ist es auch in dieser Arbeit notwendig, Aktoren mit angepasstem Design und angepassten Anforderungen zur Verfügung zu haben. Dies bedeutet, dass die Aktoren selbst hergestellt werden müssen. Für die Herstellung müssen demzufolge unterschiedliche mögliche Prozessvarianten untersucht und verglichen werden. Bei der Prozessauswahl wird die Verwendung hauseigener Prozesse bevorzugt, um einzelne Parameter anpassen zu können.

So werden in diesem Kapitel die verfügbaren Prozesstechnologien aufgezählt, mögliche Prozessabläufe erläutert und am Ende der Prozess, mit dem sich funktionsfähige Aktoren herstellen lassen, näher beschrieben.

4.1 Verfügbare Technologien

Das Institut EMK verfügt über eine Vielzahl von Möglichkeiten zur Herstellung von Mikrosystemen. Die einzelnen Technologien sind in Tabelle 4.1 dargestellt.

Tabelle 4.1: Auflistung der am EMK verfügbaren Technologien und Geräte.

	Material	Funktion
Photolithographie	Photolacke	Ätzmasken
	(pos+neg)	Galvanoformen
	SU-8, Polyimid	Dielektrische Schichten
Sputtern	Al, Cu, Cr	Metallisierung
	SiO ₂	Dielektrische Schicht
Aufdampfen	Au, Ni, Cr, etc.	Metallisierung
Galvanik	Ni, Cu, Au	Metallstrukturen
Stromlose Metallabscheidung	Au	Metallüberzug
RIE-Ätzer (Plasmalab)	O ₂	Plasmadip
Radikalverascher (muegge R3T)	O ₂ , CF ₄	Entfernen von Photolack
Barrelreaktor (Diener Nano)	O ₂	Oberflächenaktivierung
Drahtbonder (Delvotec 53xx)	Au-Draht	Chip-Kontaktierung
Läppmaschine (Logitech PM5)		Einebnen von Strukturen
Wafersäge (Am Institut IMP)		Vereinzeln von Chips

Der Fokus der am Institut EMK durchgeführten Projekte im Reinraum liegt in der Mikro- und Nanogalvanik, sowie der Herstellung von elektrothermischen polymeren Mikroaktoren. Die Herstellung von

elektrostatischen Aktoren stellt hier gewissermaßen einen Randbereich dar. Die vorhandenen Prozesse zur Herstellung von Wanderkeilaktoren, wie sie in [62] und [32] beschrieben sind, stehen zwar als Grundlage für diese Arbeit zur Verfügung, sind aber noch nicht ausgereift.

4.2 Mögliche Varianten

Für die Verwendung im Hohlleiter muss der einfache Wanderkeilaktor, nach Abb. 1.11, erweitert werden. Bei der Integration des Schalters stellt der Chip, auf welchem sich der Wanderkeil befindet, eine Seite des Hohlleiters dar. Folglich muss der Chip an den relevanten Stellen leitfähig sein und einen flächigen elektrischen Kontakt zum restlichen Hohlleiter ermöglichen. Des Weiteren muss die gekrümmte Elektrode des Aktors auf demselben elektrischen Potential wie der Hohlleiter liegen, da sie den Hohlleiter berührt. Dies mag trivial klingen, ist aber für die Ansteuerung des Aktors wichtig, da nur das Potential der Gegenelektrode für die Ansteuerung verändert werden kann. Aus diesen Gegebenheiten lassen sich zwei potentielle Varianten für den Aufbau des Aktors ableiten (Abb. 4.1).

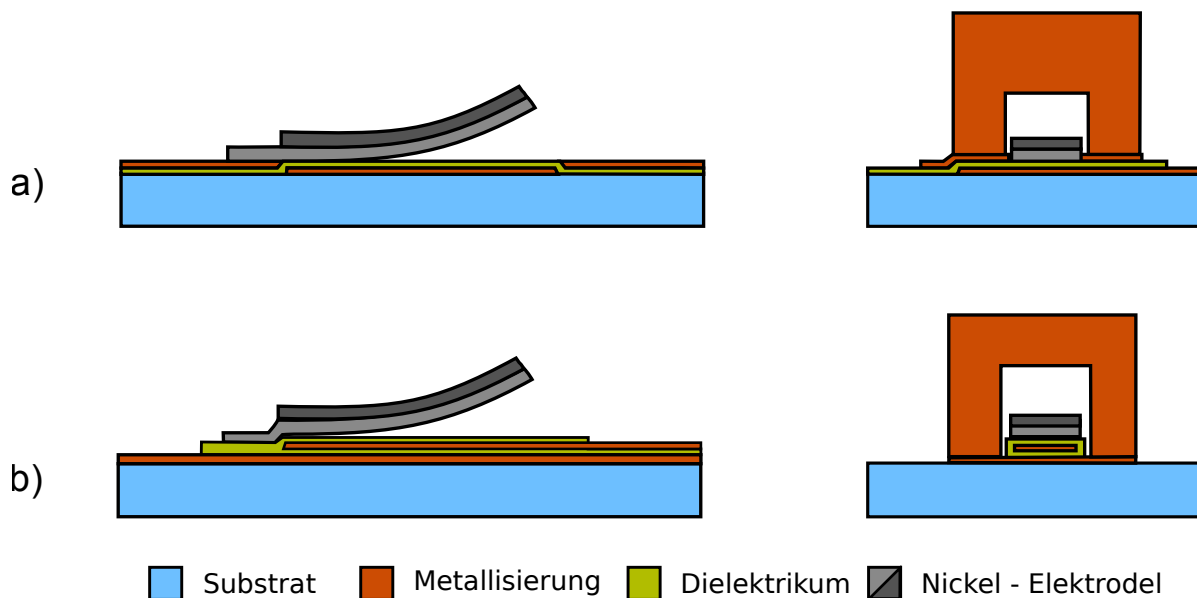


Abbildung 4.1: Zwei mögliche Varianten zum Schichtaufbau von Wanderkeilaktoren zur Integration in Hohlleiter. Dargestellt sind jeweils zwei Perspektiven, wobei in einer Perspektive die Integration in den Hohlleiter dargestellt ist. Die beiden Varianten unterscheiden sich durch die Position der Metallisierungsebene, welche den unteren Teil des Hohlleiters darstellt. In a) ist diese über dem Dielektrikum angebracht und wird somit bei geöffnetem Aktor unterbrochen. In b) ist die Metallisierung unter der Gegenelektrode, womit ein unterbrechungsfreier Hohlleiter entstehen kann, wenn man von einem kleinen Bereich für die Kontaktierung der Gegenelektrode absieht.

Während in [77] Variante b) gewählt wurde, wird in dieser Arbeit die erste Variante aufgebaut. Diese hat den Vorteil, dass nur eine dielektrische isolierende Schicht notwendig ist. Die Herstellung einer pinhole-freien dielektrischen Schicht mit hoher Durchbruchfeldstärke hat sich, wie im Abschnitt 4.4 beschrieben, in dieser Arbeit als kritisch herausgestellt und wird deswegen weitestgehend vermieden.

Da die Herstellung von gekrümmten Nickelstrukturen schon im vorangegangenen Kapitel abgehandelt wurde, müssen für die ausgewählte Variante die Prozesse für die darunter liegenden Schichten ausgearbeitet werden. Dies beinhaltet zum einen die dielektrische Schicht als Isolator und zum anderen die Galvanostart- und Opferschichten, welche auf das Dielektrikum aufgebracht werden.

4.3 Opferschicht und Galvanostartschicht

Die Schichten zwischen Isolator und gekrümmter Elektrode haben mehrere Funktionen, die mit möglichst wenigen Schichten zu erfüllen sind. Die Aufgaben sind hier kurz aufgelistet:

Galvanostartschicht

Da die gekrümmte Elektrode aufgalvanisiert wird, benötigt man als Untergrund eine Metallschicht, welche sich galvanisch beschichten lässt.

Opferschicht

Des Weiteren muss sich ein Teil der Schicht selektiv zu den Schichten, welche auf dem Wafer bleiben sollen entfernen lassen. Nur so können die flachen vorgespannten Strukturen freigestellt werden.

Verankerung

An der Einspannung sollte die Opferschicht unterbrochen sein, damit sich die gekrümmte Struktur beim Freistellen nicht komplett vom Wafer löst. Die darunter liegende Schicht muss sich ebenfalls galvanisch beschichten lassen und darf beim Freistellen der Struktur nicht mitgeätzt werden.

Metallisierung des Hohlleiters

Wie beschrieben, soll die Metallisierungsebene des Hohlleiters ebenfalls in diesen Schichtverbund integriert werden.

Für die Auswahl geeigneter Schichtabfolgen ist zu beachten, dass die unterschiedlichen zur Verfügung stehenden Metalle nicht beliebig kombiniert werden können, weil sie sich nicht immer selektiv zueinander ätzen lassen (siehe Tabelle 4.2). Des Weiteren ist zu berücksichtigen, dass die Schichthaftung der unterschiedlichen Metalle aufeinander auch unterschiedlich ist.

Tabelle 4.2: Ätzgeschwindigkeit unterschiedlicher Medien. Die Zusammensetzung der einzelnen Substanzen ist im Anhang D zu finden. Die Ätzgeschwindigkeiten sind relativ zueinander zu sehen.

	Chrom	Kupfer	Nickel	Aluminium
Chrom-Etch No-1	hoch	mittel*	-	niedrig
alternative Chrom-Ätze	hoch	-	-	hoch
alternative Alu-Ätze	mittel	-	-	hoch
Aluminum-Etchant	-	hoch	niedrig	hoch
Kupfer-Ätze	-	hoch	-	-
Nickel-Ätze	-	hoch	mittel	mittel
AZ-400K	-	-	-	hoch
AZ-Developer	-	-	-	-

* Es muss berücksichtigt werden, dass Chrome-Etch-No1 unter Anwesenheit von Kupfer Chromstrukturen nur bedingt ätzt.

Im Laufe der Prozessentwicklung haben sich zwei unterschiedliche Schichtsysteme etabliert, welche im Weiteren vorgestellt werden. Das erste Schichtsystem mit einer Aluminium-Opferschicht basiert allein auf Materialien, die sich sputtern lassen. Es hat den Vorteil, dass die Schichten in einem PVD-Schritt aufgebracht werden können, wenn die Metallisierungsebene des Hohlleiters nicht benötigt wird. Das zweite Schichtsystem mit einer Kupfer-Opferschicht kann auf die Metallisierungsebene nicht verzichten, weil diese direkt als Galvanostartschicht für die Verankerung der gekrümmten Elektrode verwendet wird.

4.3.1 Schichtsystem mit Aluminium-Opferschicht

Das erste funktionsfähige Schichtsystem basiert auf einer Aluminium-Opferschicht. Durch die Verwendung der alternativen Alu-Ätze, können Kupfer und Aluminium unabhängig voneinander entfernt werden. Der Prozessablauf ohne strukturierte Haftschrift und ohne Hohlleitermetallisierung ist in Abb. 4.2 näher beschrieben.

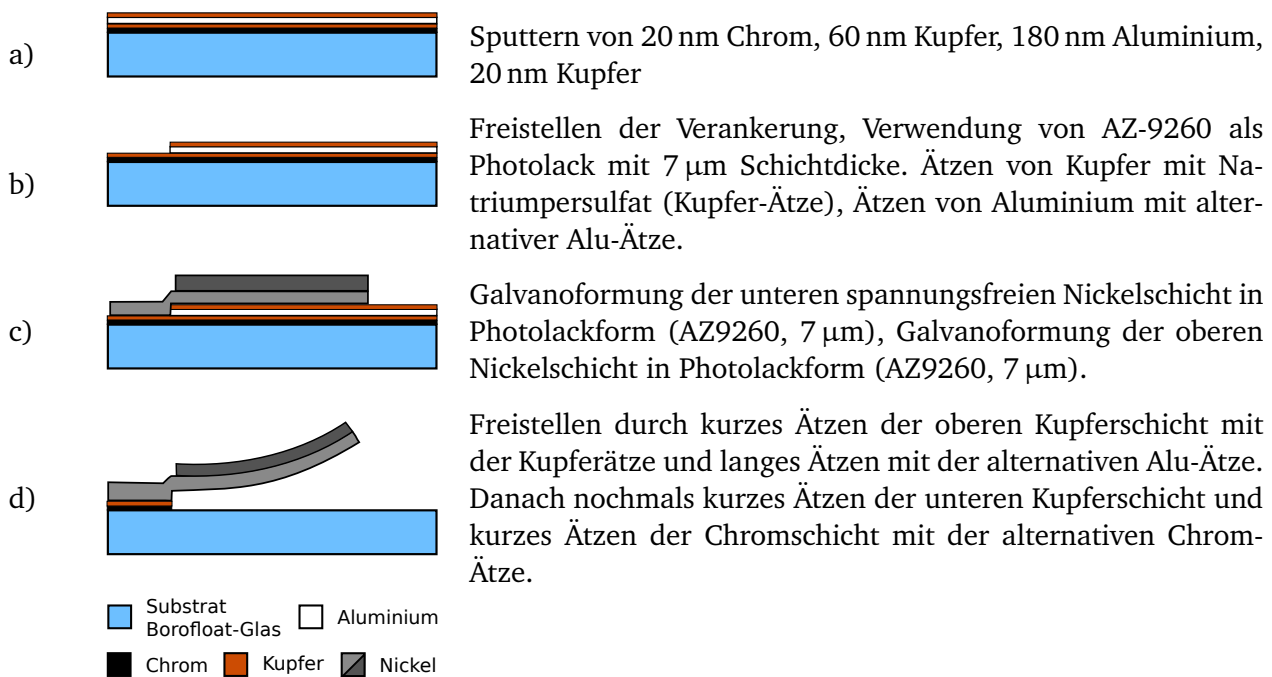


Abbildung 4.2: Prozessablauf zur Herstellung gekrümmter Strukturen mit Aluminium-Opferschicht.

Für die Integration der Hohlleitermetallisierung wird vor die beschriebenen Schritte ein weiterer Beschichtungs- und Strukturierungsschritt vorne angestellt (siehe Abb. 4.3). Die Chromschicht bei der zweiten Beschichtung entfällt dann. Dieser erste Beschichtungsschritt kann durch Sputtern von Chrom und Kupfer erfolgen oder durch ein Aufdampfen von Chrom und Nickel. Diese Schicht kann dann zusätzlich galvanisch verstärkt werden.

Die Verwendung dieses Prozesses bringt im Vergleich zur Verwendung einer Kupfer-Opferschicht einige Vor- und Nachteile mit sich. In den Nachteilen sind unter anderem problematische Prozessschritte beschrieben, die die Chip-Ausbeute verringern können.

Vorteile:

- In einem Schritt zu sputtern
- gute, reproduzierbare Haftung am Untergrund

Nachteile:

- Etwas dickere Opferschicht als anderes Schichtsystem (200-300 nm)
- Ausfallrate beim Freistellen recht hoch (siehe Abb. 4.4)
- Zu lange Ätzzeiten beim Freistellen ätzen auch die Chromhaftschrift. Die Strukturen fallen dann ab.

- Teilweise Lackangriff beim Öffnen der Aluminium-Schicht. Vor allem an Lackkanten können dadurch Rückstände auf dem Wafer verbleiben, welche eine galvanische Beschichtung verhindern (siehe Abb. 4.4).

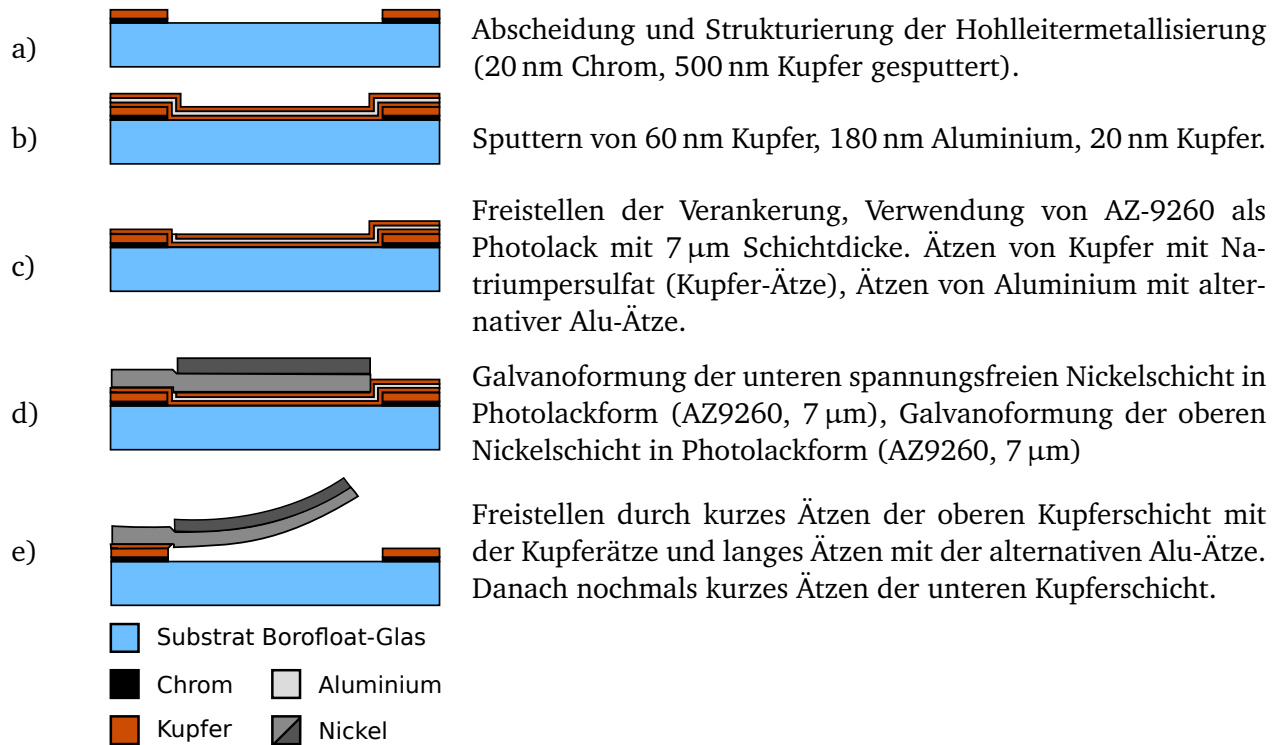


Abbildung 4.3: Prozessablauf zur Herstellung gekrümmter Strukturen mit Aluminium-Opferschicht und integrierter Hohlleitermetallisierung. Der Prozess unterscheidet sich von dem in Abb. 4.2 durch eine vorangegangene Beschichtung und Strukturierung von Chrom und Kupfer. In diesem Fall kann auf die Chromschicht beim Opferschichtstack verzichtet werden.

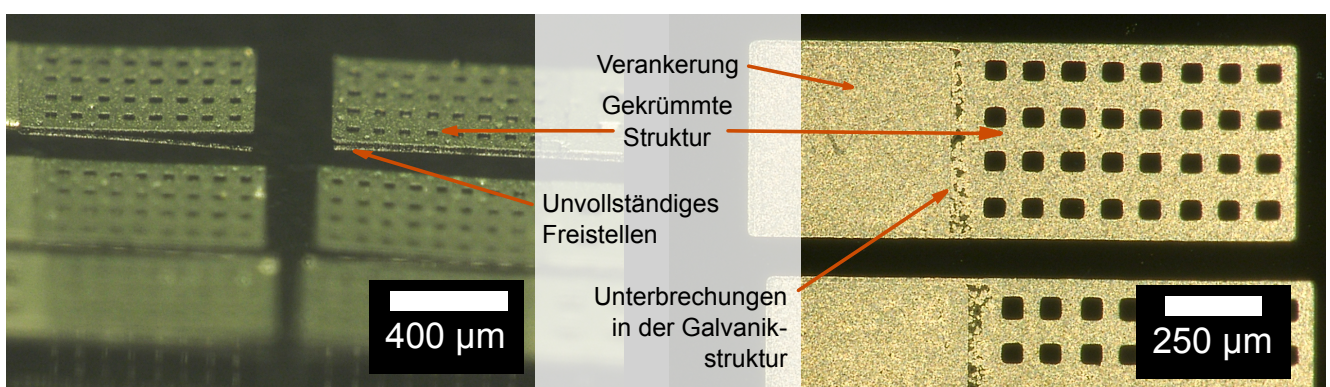


Abbildung 4.4: Teils auftretende Probleme bei der Verwendung des Prozesses mit Aluminium-Opferschicht.

4.3.2 Schichtsystem mit Kupfer-Opferschicht

Aufgrund der Tatsache, dass für die Verwendung der Aktoren im Hohlleiter eine Metallisierung unterhalb der Opferschicht notwendig ist und so mindestens zwei voneinander unabhängige Metallisierungsschritte benötigt werden, hat sich dieser Prozess etabliert. Durch eine Hohlleitermetallisierung aus Nickel kann diese Schicht auch direkt als untere Galvanostartschicht für die Verankerung dienen. So kann eine darüber liegende Kupferschicht also Opferschicht und Galvanostartschicht Verwendung finden (siehe Abb. 4.5).

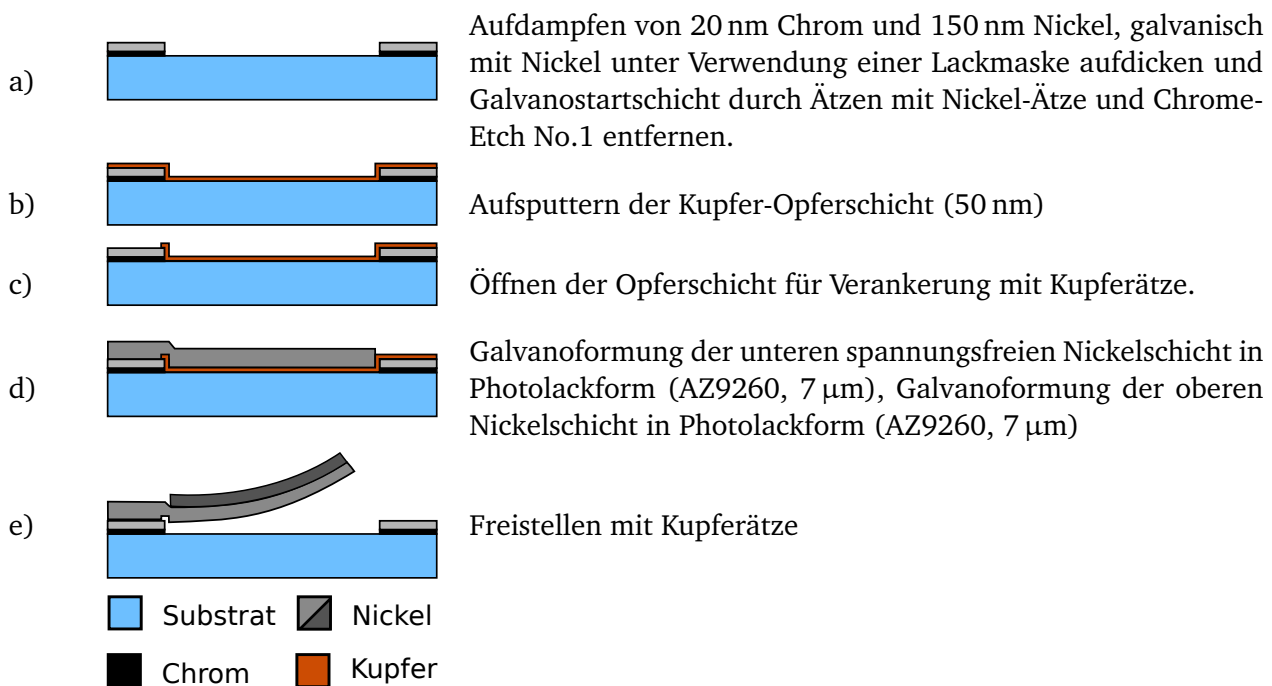


Abbildung 4.5: Prozessablauf zur Herstellung gekrümmter Strukturen mit Kupfer-Opferschicht.

Auch bei diesem Prozess gibt es Vor- und Nachteile. Im Vergleich zum Prozess mit Aluminium-Opferschicht hat er sich aber als robuster erwiesen:

Vorteile

- Etwas dünnere Opferschicht als anderes Schichtsystem (50-100 nm)
- Nickel-Metallisierung lässt sich langfristig stabil vergolden

Nachteile

- Gleichzeitige Aktivierung von Kupfer und Nickel vor der Galvanik problematisch (siehe Abb. 4.7)
- Schichthaftung der aufgedampften Chrom-Nickel-Schicht teilweise schlecht

Es ist davon auszugehen, dass das Problem der reduzierten Schichthaftung der Chrom-Nickelschicht durch die Verwendung von gesputterten Schichten behoben werden kann. Da die Folgen dieses Problems im Normalfall vernachlässigbar sind, besteht kein Grund, die Sputteranlage dafür umzurüsten. Jedoch muss eine Zerstörung der Opferschicht durch die Aktivierung von Kupfer und Nickel verhindert

werden. Dies kann durch eine angepasste Prozessführung geschehen, wie sie in Abb. 4.6 dargestellt und beschrieben ist.

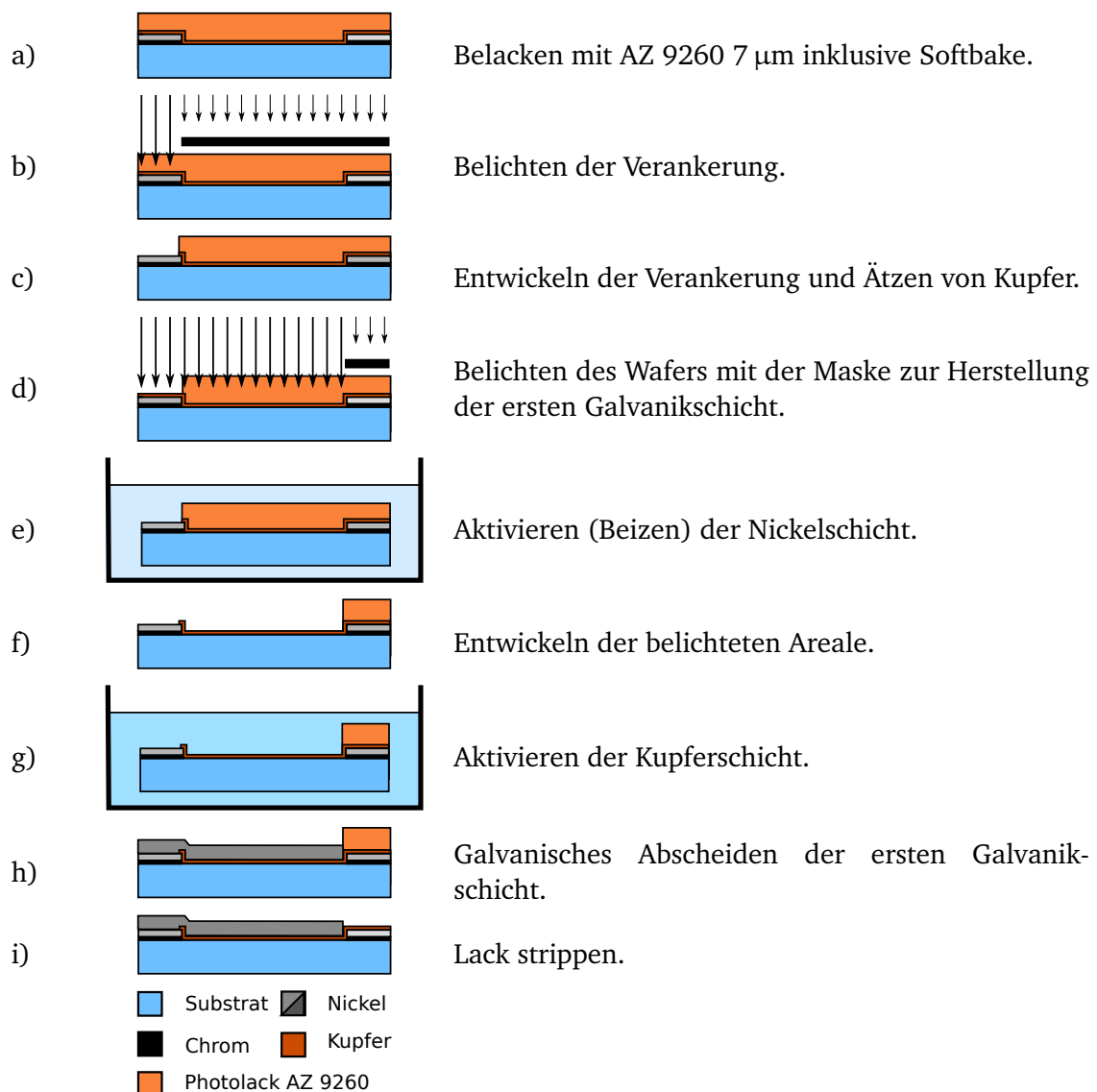


Abbildung 4.6: Darstellung der relevanten Prozessschritte zur Verhinderung einer Zerstörung der Kupfer-Opferschicht. Der Prozess beschreibt die detaillierten Schritte, welche in Abb. 4.5 in c) und d) zusammengefasst sind. Der Prozess zeichnet sich dadurch aus, dass nur eine Photolackschicht für zwei Strukturierungsschritte notwendig ist und die Aktivierung der beiden unterschiedlichen Schichten vor dem Galvanisieren nur durch den Schritt der Lackentwicklung voneinander getrennt sind. Nach der ersten Aktivierung kann so nass in nass gearbeitet werden um die Bildung einer Oxidschicht zu vermeiden. Es muss nur beachtet werden, dass zwischen dem ersten Aktivieren und dem darauf folgenden Entwickeln ein sehr gründlicher Reinigungsschritt durchgeführt wird. Dieser ist notwendig um den leicht basischen Entwickler nicht durch die saure Aktivierungslösung zu neutralisieren.

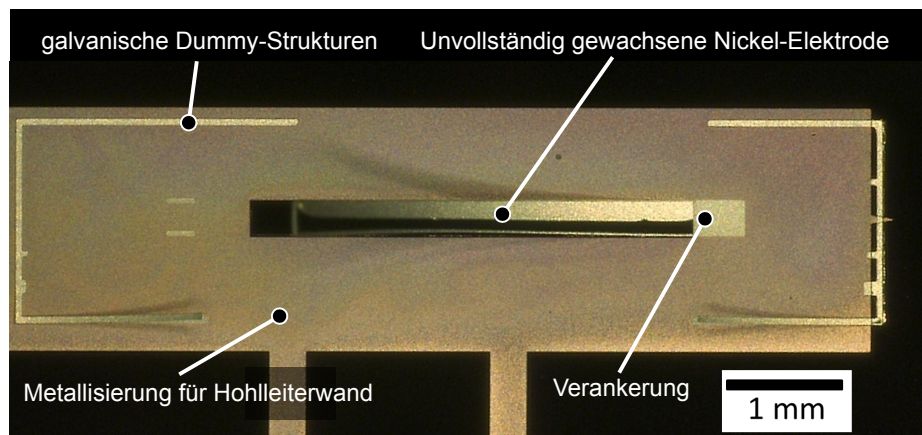


Abbildung 4.7: Unvollständige galvanische Strukturen wegen zerstörter Opferschicht. Diese löst sich bei der Aktivierung (Beizen) der Nickelschicht der Probe mit der Salzsäure-basierten Lösung auf.

4.4 Isolator

Weitere notwendige Komponenten für einen elektrostatischen Wanderkeilaktor sind das Dielektrikum und die Gegenelektrode. Während die Anforderungen an die Gegenelektrode recht gering sind, entscheiden die Qualitäten des Isolators direkt über die mögliche Leistungsfähigkeit des Schalters (siehe Kapitel 5.2.4). Entscheidend dafür ist die relative Permittivität des Materials, welche möglichst hoch sein sollte, eine hohe Durchbruchfeldstärke und eine niedrige Pinholeichte der Schicht. Durch eine hohe relative Permittivität lässt sich bei gleicher elektrischer Spannung die Kraft auf die gekrümmte Elektrode erhöhen, bei einer höheren Durchbruchfeldstärke lässt sich die Schichtdicke des Dielektrikums reduzieren, was denselben Effekt zur Folge hat. Des Weiteren sind die herstellbaren Schichtdicken, die chemische Beständigkeit und die Prozesstemperaturen relevant. Die präzisen Anforderungen sind in (Tabelle 4.3) zusammengefasst.

Tabelle 4.3: Anforderungen an den Isolator.

F/W	Anforderung	Wert
F	Dichtigkeit	< 1 Pinhole/cm ²
F	Durchbruchspannung	> 150 V
F	rel. Permittivität	> 3
W	rel. Permittivität	> 5
F	Schichtdicke	< 2 µm
F	chemische Resistenz	Resistent gegen Entwickler, metallische Ätzbäder, Sauerstoffplasma...
F	Strukturierbarkeit	Mittels Photostrukturierung und Nass- oder Trockenchemischem Ätzen
F	Prozesstemperaturen	< 750 °C

4.4.1 Dielektrische Schichten in der Mikroelektronik

Da dielektrische Schichten als Isolator in jedem mikroelektronischen Bauelement in sehr guter Qualität vorhanden sind, scheint die Erzeugung von guten dielektrischen Schichten ein sekundäres Problem zu sein. Bei näherer Betrachtung stellt man aber fest, dass sich die Anforderungen an ein Dielektrikum bei Wanderkeilaktoren und in der Mikroelektronik doch stark unterscheiden: In der Mikroelektronik kommen drei Arten von Isolatoren zum Einsatz [78]. Einerseits nutzt man aktive dielektrischen Schichten, wie das Gate-Dielektrikum, welches möglichst dünn ($< 10\text{ nm}$) sein und eine möglichst hohe Permittivität aufweisen sollte [79]. Diese Materialien werden als High-k Materialien bezeichnet. Sie werden auf Silizium eingesetzt, welches dotiert ist, aber ansonsten mit keinerlei Metall in Berührung gekommen ist. Die zweite Art von Dielektrikum wird für die Isolierung der einzelnen Verdrahtungsebenen zueinander eingesetzt. Hier werden Schichtdicken in der Größenordnung von 300 nm angestrebt. Die eingesetzten Materialien sollen eine möglichst geringe Permittivität aufweisen, um die Kapazitäten zwischen den einzelnen Leitern gering zu halten. Die dritte Art von dielektrischen Schichten findet ihre Anwendung in der Herstellung. Sie werden als Hartmasken bei bestimmten Ätzprozessen oder als reflektionsvermindernde Schicht eingesetzt. Dicke Schichten ($300 - 1000\text{ nm}$) mit hoher Permittivität und hohen Durchbruchfeldstärken, wie sie für diese Arbeit benötigt werden, spielen in der Mikroelektronik eine untergeordnete Rolle. Allein in der Leistungselektronik, bei der Spannungen bis in den kV-Bereich geschaltet werden, sind dickere Gate-Oxide notwendig.

4.4.2 Auswahl von potentiellen dielektrischen Schichten

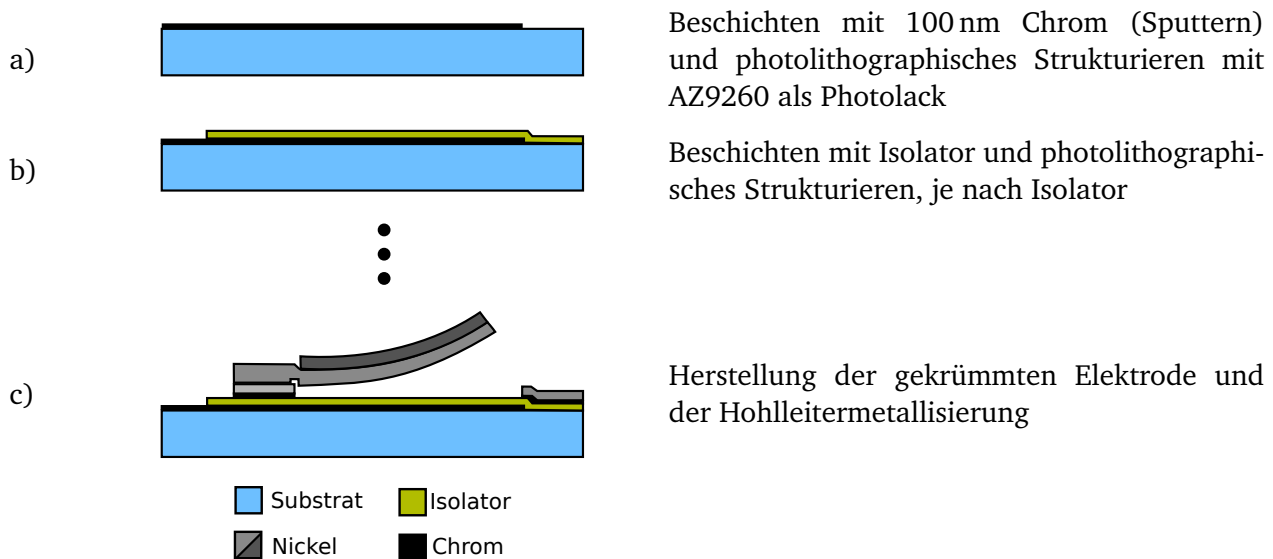
Im Rahmen dieser Arbeit werden unterschiedliche verfügbare Isolatoren auf ihre Eignung hin untersucht. Bei diesem Prozessschritt wird, wegen der fehlenden Anlagen am Institut EMK, auch eine Beschichtung außer Haus in Betracht gezogen. Bei der Suche nach einem Beschichter und einem guten Material kamen viele Varianten nicht zum Einsatz, weil die Verfahren keine Metalle in den Prozesskammern zulassen (LPCVD), weil die Fab keine vorprozessierten Wafer in ihrem Reinraum zulässt oder weil die Wafer nicht die passende Größe der Anlage haben.

So konnten folgende Schichten näher untersucht werden:

- Dünnes SU-8 (selbst prozessiert)
- Gesputtertes SiO_2 (aus der eigenen Anlage)
- Polyimid (selbst prozessiert)
- Si_3N_4 PECVD (beschichtet an der TU Ilmenau, ZMN)
- SiO_2 thermisch (kommerziell erhältlich auf Si-Wafer)

Der Prozessablauf und der Schichtaufbau sieht für alle Isolatoren bis auf das thermische Oxid gleich aus (Abb. 4.8). Zuerst wird die Gegenelektrode (100 nm Chrom) aufgebracht und strukturiert. Darauf folgt das Aufbringen des Isolators, welcher abhängig vom Material auf unterschiedliche Weise strukturiert wird. Der so strukturierte Wafer kann dann wie in Abb. 4.3 und Abb. 4.5 beschrieben, weiter prozessiert werden. Im folgenden werden die unterschiedlichen Materialien und ihre Eigenarten vorgestellt. Bei dreien konnten Versuche zur Durchbruchfeldstärke durchgeführt werden. Diese Messungen sind in Abschnitt 4.4.8 zusammengefasst.

Abbildung 4.8: Allgemeiner Prozessablauf zur Herstellung von Gegenelektrode und Isolator für die Wanderkeilaktoren.



4.4.3 Dünnes SU-8

SU-8 ist der Name eines photostrukturierbaren Materials der Firma Microchem Corp., welches sich durch eine hohe mechanische Stabilität und ein hohes Aspektverhältnis auszeichnet. Die elektrischen Eigenschaften wurden in [80] untersucht. Für Schichtdicken zwischen 2 und 15 μm wurden in dieser Veröffentlichung Durchbruchfeldstärken von $440 \text{ V}/\mu\text{m}$ gemessen. In eigenen Versuchen konnten diese Werte leider nicht bestätigt werden. Gemessen werden konnten Durchbruchfeldstärken von $75 \pm 34 \text{ V}/\mu\text{m}$ bei einer Schichtdicke von 1,2 μm . Aus nicht näher bekannten Gründen wurden in der Schicht eine sehr große Anzahl an Partikeln festgestellt (siehe Abb. 4.9). Veränderungen in der Prozessführung hatten auf diese Probleme keinen Einfluss.

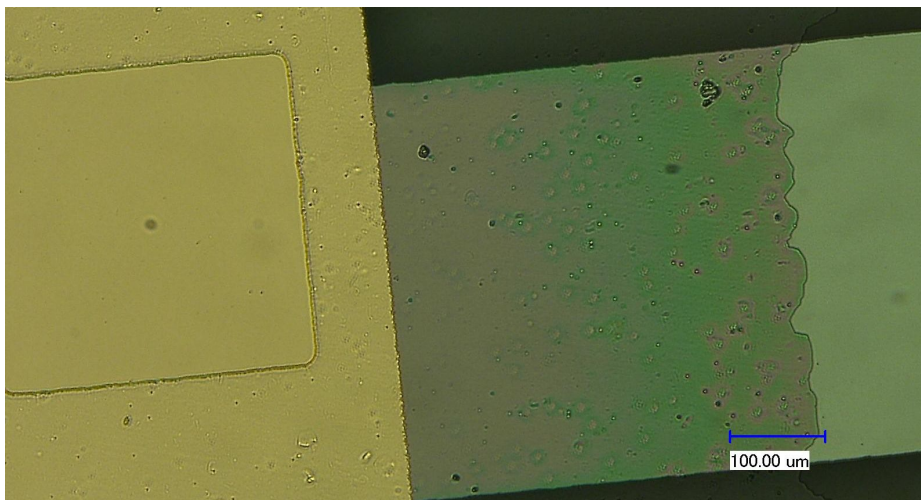


Abbildung 4.9: Mikroskopaufnahme einer strukturierten dünnen SU-8-Schicht. Das SU-8 wurde am rechten Rand entfernt. So sieht man deutlich die Partikel in der Schicht.

4.4.4 Gesputtertes Siliziumdioxid

Wie in Tabelle 4.1 beschrieben, steht am Institut EMK eine Sputteranlage zur Verfügung, mit der SiO_2 -Schichten durch HF-Sputtern hergestellt werden können. Die Qualität der Schichten war zu Beginn der Arbeit unbekannt. Aus diesem Grund wurden im Rahmen dieser Arbeit Versuche zur Prozessoptimierung durchgeführt.

Das Sputtern von SiO_2 gilt schon seit vielen Jahren (1965 [81]) als Alternative zur Herstellung bei hohen Temperaturen mit CVD und Oxidation. Somit existieren Kenngrößen zu den unterschiedlichen Eigenschaften des Materials mit den zugehörigen Abscheideparametern. Bei der Herstellung kommen laut Literatur reine SiO_2 -Targets und als Prozessgas Argon mit und ohne Zusatz von Sauerstoff zum Einsatz. Der Einsatz von Sauerstoff sorgt laut [82] und [83] für kleinere Rauheiten und weniger Absorption von Wasserdampf. Für die Charakterisierung der Schichten kommt in erster Linie die Infrarotspektroskopie zum Einsatz, mit der über die Evaluation der unterschiedlichen Molekülbindungen eine Aussage über die Stöchiometrie der Schicht getätigt werden kann [84],[81],[85]. Alle weiteren untersuchten Eigenschaften sind abhängig von der Anwendung. Permittivität und Verlustfaktor werden in [85] zur Bestimmung der elektrischen Eigenschaften charakterisiert. In [84] wird der Schichtstress über den Waferbow und die Oberflächenrauheit mit einem AFM bestimmt. Des Weiteren werden hier Messungen der Substrattemperatur während des Sputtervorgangs mit Hilfe eines aufgeklebten Thermocouples durchgeführt.

In dieser Arbeit sind die Anforderungen an eine geringe Pinhole-Dichte, hohe Durchbruchfeldstärken und eine hohe chemische Resistenz von größter Bedeutung, weswegen diese Eigenschaften untersucht wurden. Die Herstellung von Proben, die Abscheidung mit Parametervariationen und die Charakterisierung sind im Anhang B beschrieben.

Leider konnte im Rahmen der Versuche keine reproduzierbar gute Schichtqualität erzeugt werden. Gründe hierfür werden bei der nicht kontrollierbaren Substrattemperatur und bei Rissen im Target vermutet. So konnten zwar zwischenzeitlich Proben mit Durchgangswiderständen $> 10 \text{ k}\Omega$ hergestellt werden. In späteren Versuchen mit den gleichen Prozessparametern sanken diese um aber um mindestens Faktor 1000 ab. Die Messung von Durchbruchfeldstärken erübrigte sich somit.

4.4.5 Polyimid

Ein weiterer Isolator, der sich wie SU-8 durch Aufspinnen auf den Wafer aufbringen lässt, ist Polyimid. Für diese Versuche wird das Material PI 2574 von HD Microsystems [86] verwendet, welches sich bei Temperaturen unter 350°C aushärten lässt. Das Material enthält einen Haftvermittler und lässt sich laut Datenblatt mit einer Dicke von $5 - 13 \mu\text{m}$ dünn aufbringen. Auch wenn eigentlich dünnere Schichtdicken erforderlich sind, wird das Material hier getestet. Die Strukturierung des Materials kann über einen nasschemischen Ätzprozess mit KOH-basierten Entwicklern erfolgen, bevor das Material ausgehärtet ist. Dieser Schritt wird im Rahmen erster Versuche aber nicht durchgeführt. Durch eine Erhöhung der Schleuderdrehzahl und der Dauer des Spin-Coating-Vorgangs konnte die Schichtdicke des Materials auf $2,2 \mu\text{m}$ reduziert werden. Das Schleuderprogramm und der darauf folgende Softbake sind in Tabelle 4.4 und 4.5 dargestellt.

4.4.6 Siliziumnitrid

Aufgrund der Tatsache, dass Siliziumnitrid eine relative Permittivität von $\epsilon_R = 6 - 8$ und eine Durchbruchfeldstärke von $900 - 1100 \text{ V}/\mu\text{m}$ besitzt, sollte es für Wanderkeilaktoren sehr gut geeignet sein. Das Material selbst wird sehr oft in MEMS Prozessen eingesetzt, sei es als Hartmaske beim RIE-Ätzen [87]

Tabelle 4.4: Schleuderprogramm zur Aufbringung von 2,2 μm PI2574.

Schleuderprogramm	Solldrehzahl (in RPM)	Beschleunigung (in RPM/s)	Dauer
Schritt 1	1000	1000	10
Schritt 2	6000	1000	60
Schritt 3		1000	

Tabelle 4.5: Softbake zum Aufbringen von 2,2 μm PI2574, vollflächig ohne Strukturierung. Die Rampenzeit bezieht sich immer auf die Dauer bis zum Erreichen der Temperatur, welche im nächsten Schritt angegeben ist. Eine Strukturierung mittels Photomaske und KOH-basiertem Entwickler erfolgt üblicherweise zwischen Schritt 2 und 3. Aufgrund der kurzen Rampenzeit ist zwischen diesen Schritten die Hotplate zu wechseln.

Backprogramm	Temperatur ($^{\circ}\text{C}$)	Haltezeit (min)	Rampenzeit (min)
Schritt 1	120	0	1
Schritt 2	160	0	0
Schritt 3	20	0	120
Schritt 4	200	30	30
Schritt 5	250	120	300
Schritt 6	20	0	0

und beim anisotropen Ätzen von Silizium [88], als Isolator in RF-MEMS [89] oder aufgrund der optischen Eigenschaften [90]. Die Herstellung erfolgt im PECVD-Verfahren, welches eine Abscheidung bei Temperaturen zwischen 20 $^{\circ}\text{C}$ und bis über 300 $^{\circ}\text{C}$ ermöglicht. Für diese Arbeit konnte Siliziumnitrid bei Temperaturen < 100 $^{\circ}\text{C}$ am Institut für Mikrowellentechnik und Photonik der TU Darmstadt abgeschieden werden. Wie in [91] beschrieben lassen sich aber bei diesen Temperaturen keine Schichten mit hoher Güte herstellen. Die Pinholedichte war bei den vermessenen Strukturen viel zu groß. Aus diesem Grund wurden Testabscheidungen am Institut für Mikro- und Nanotechnologien der TU Ilmenau bei höheren Abscheidetemperaturen (ca. 300 $^{\circ}\text{C}$) durchgeführt. Eine 500 nm dicke Si_3N_4 -Schicht wurde auf einen mit strukturiertem Chrom versehenen Wafer abgeschieden. Darauf wurden Aktoren und flach aufliegende Elektroden abgeschieden, wodurch eine elektrische Charakterisierung des Dielektrikums erfolgen kann (Abb. 4.10).

4.4.7 Thermisches Oxid

Eine weitere Möglichkeit, eine dielektrische Schicht in das System einzubringen, ist die Verwendung von thermisch oxidierten Siliziumwafern. Verwendung finden Silizium-Wafer (Bor-dotiert, Leitfähigkeit 1 - 20 Ωcm , Dicke 400 μm), welche vom Hersteller mit 500 nm thermischem Oxid beschichtet wurden. Der Vorteil solcher Schichten besteht darin, dass thermisches Oxid im Vergleich zu anders hergestellten Siliziumdioxidschichten die höchsten Durchbruchfeldstärken aufweist. Des Weiteren können die Schichten in Reinräumen mit wesentlich höheren Reinheitsklassen erzeugt werden. Es ist jedoch zu beachten, dass keine Strukturierung der Gegenelektrode erfolgen kann. Der Silizium-Wafer selbst stellt so die Gegenelektrode dar und muss über die Unterseite kontaktiert werden (Abb. 4.11). Somit lässt sich pro Chip auch nur ein Aktor herstellen. Für mikrotechnische Umschalter oder Schaltmodule mit mehreren Elementen ist dieses Verfahren nicht geeignet.

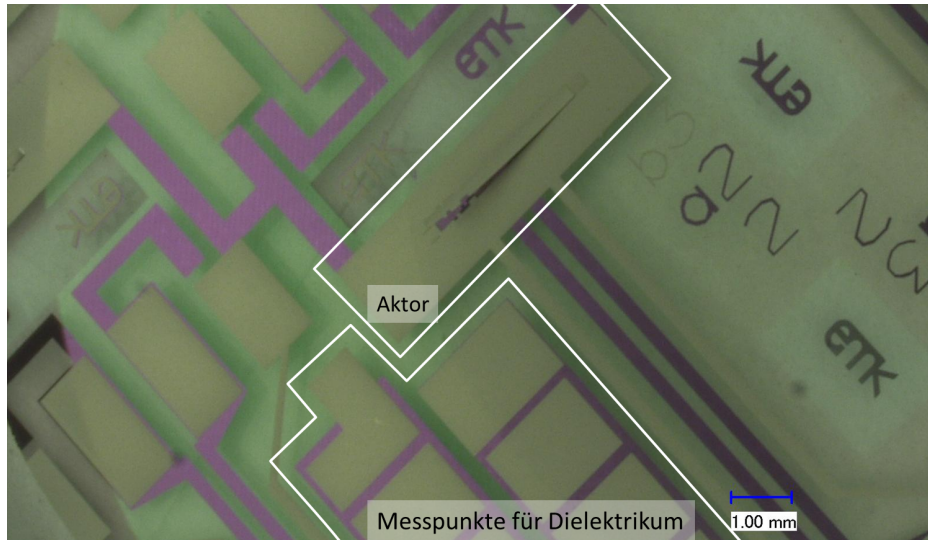


Abbildung 4.10: Wanderkeilaktoren auf Silizium-Nitrid als Isolator. Neben gekrümmten Aktorstrukturen sind auch Kondensatoranordnungen auf dem Wafer untergebracht, an denen die Durchbruchfeldstärke der Schicht gemessen werden kann.

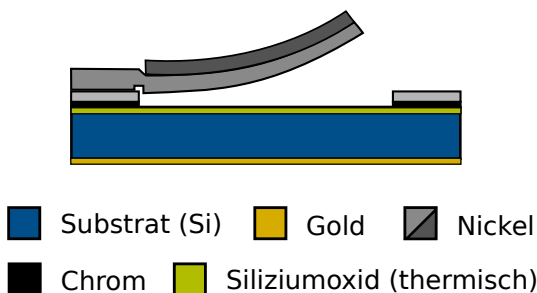


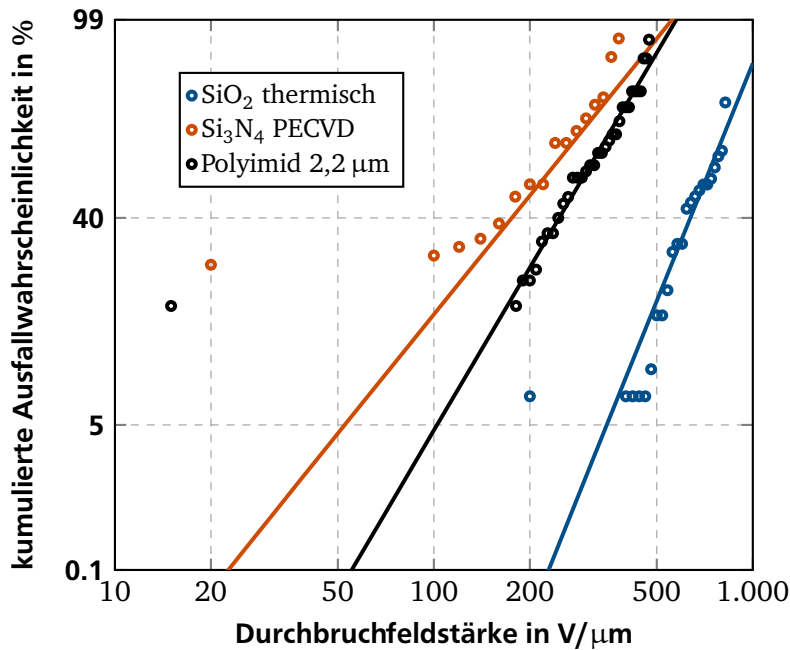
Abbildung 4.11: Aufbau eines Aktors unter Verwendung von thermischem Oxid als Isolator. Zur Kontaktierung des Siliziums als Gegenelektrode wird die Rückseite geöffnet und mit Chrom (20 nm) und Gold (150 nm) bedampft.

4.4.8 Vergleich der Isolatoren

Die vorgestellten Isolatoren werden nun in Bezug auf ihre elektrischen Eigenschaften hin untersucht. Dafür wird an Pads mit einer Größe von 3 mm^2 die Durchbruchfeldstärke bestimmt, siehe Abb. 4.10. Ein Hochspannungsmessplatz steht hierzu am Institut EMK zur Verfügung. Als Messsignal wird ein Wechselspannungssignal mit 50 Hz verwendet. Beginnend bei einer unkritischen Spannung wird diese in 10 V Schritten erhöht. Jede Spannung wird dann für 5 s gehalten. Zur Messung des Stroms und um einen Kurzschluss zu vermeiden wird ein Mess-Shunt von $1 \text{ k}\Omega$ in Serie zum Messobjekt geschaltet. Sobald am Dielektrikum weniger als 80 % der angelegten Spannung abfällt (entspricht einem Widerstand von $4 \text{ k}\Omega$), wird die Messung abgebrochen und dieser Wert als Durchbruch notiert. Durch die Vermessung von jeweils 40 Durchbrüchen ergibt sich für die einzelnen Materialien die in 4.12 dargestellte Ausfallwahrscheinlichkeit. Die Verteilungsfunktion kann wie bei der Charakterisierung von Isolatoren üblich mit der Weibull-Verteilung genähert werden. Die kumulative Wahrscheinlichkeit F eines Ausfalls wird durch die Weibull-Funktion wie folgt beschrieben [92]:

$$F(E) = 1 - \exp\left(-\left(\frac{E}{\eta}\right)^\beta\right) \quad (4.1)$$

Neben dem elektrischen Feld E gehen in die Gleichung die charakteristische Ausfallfeldstärke η und die Ausfallsteilheit β ein. Die charakteristische Ausfallfeldstärke entspricht hierbei der Feldstärke, bei der eine Ausfallwahrscheinlichkeit von 63,2 % erreicht wird.



Material	charakt. Durchbruchfeldstärke (V/μm)	Ausfallsteilheit
Si ₃ N ₄	250	1,9
PI	320	2,7
SiO ₂	760	3,7

Abbildung 4.12: Ausfallwahrscheinlichkeit als Weibulldiagramm dargestellt, mit genäherter Weibullfunktion. Unter Vernachlässigung der Frühausfälle stimmt die gemessene Verteilung mit der Weibullfunktion gut überein.

Aus den Messungen wird die Überlegenheit des thermischen Oxids deutlich. Dies ist nicht verwunderlich, da bei diesem Prozess vor der Aufbringung des Isolators keine Prozessierung im eigenen Reinraum stattgefunden hat und SiO₂ allgemein die höchste Durchbruchfeldstärke besitzt. Ebenfalls besitzt dieses Material die größte Ausfallsteilheit. Betrachtet man die gemessenen Daten genauer, so erkennt man, dass es bei allen Materialien Frühausfälle gibt, welche sich nicht mit der genähernten Verteilungsfunktion decken. Die Frühausfälle, welche schon bei der ersten Messung einen Durchbruch aufweisen, liegen bei den charakterisierten Materialien zwischen 6 % für SiO₂ und 26 % für Si₃N₄. Diese hohen Anfangswerte und die flache Steigung der Kurven im Weibulldiagramm stellen bei der Auslegung von Aktoren ein Problem dar, weil es bedeutet, dass es immer eine gewisse Ausfallrate aufgrund des Dielektrikums geben wird. Als Grundlage für die spätere Auslegung von Aktoren wird die maximal zulässige Durchbruchfeldstärke bei einer Ausfallwahrscheinlichkeit von 25 % angesetzt.

4.5 Ausgewählter Herstellungsprozess

Im Laufe der Arbeit wurden Aktoren basierend auf unterschiedlichen dielektrischen Schichten und mit unterschiedlichen Prozessfolgen und Opferschichten hergestellt. Wie in den vorangegangenen Abschnitten dargestellt hat sich aber ein Prozess, der auf einer Kupferopferschicht und thermischem Oxid als Isolator beruht (siehe Abb. 4.13) als am erfolgversprechendsten herauskristallisiert. Das vollständige Protokoll zu diesem Prozess findet sich im Anhang C.1. Mit Blick auf die Integration mehrerer Aktoren auf einem Chip kann diese Variante zwar nicht umgesetzt werden, jedoch stellt es kein Problem dar, den hier beschriebenen Prozess abzuändern und einen anderen Isolator zu verwenden.

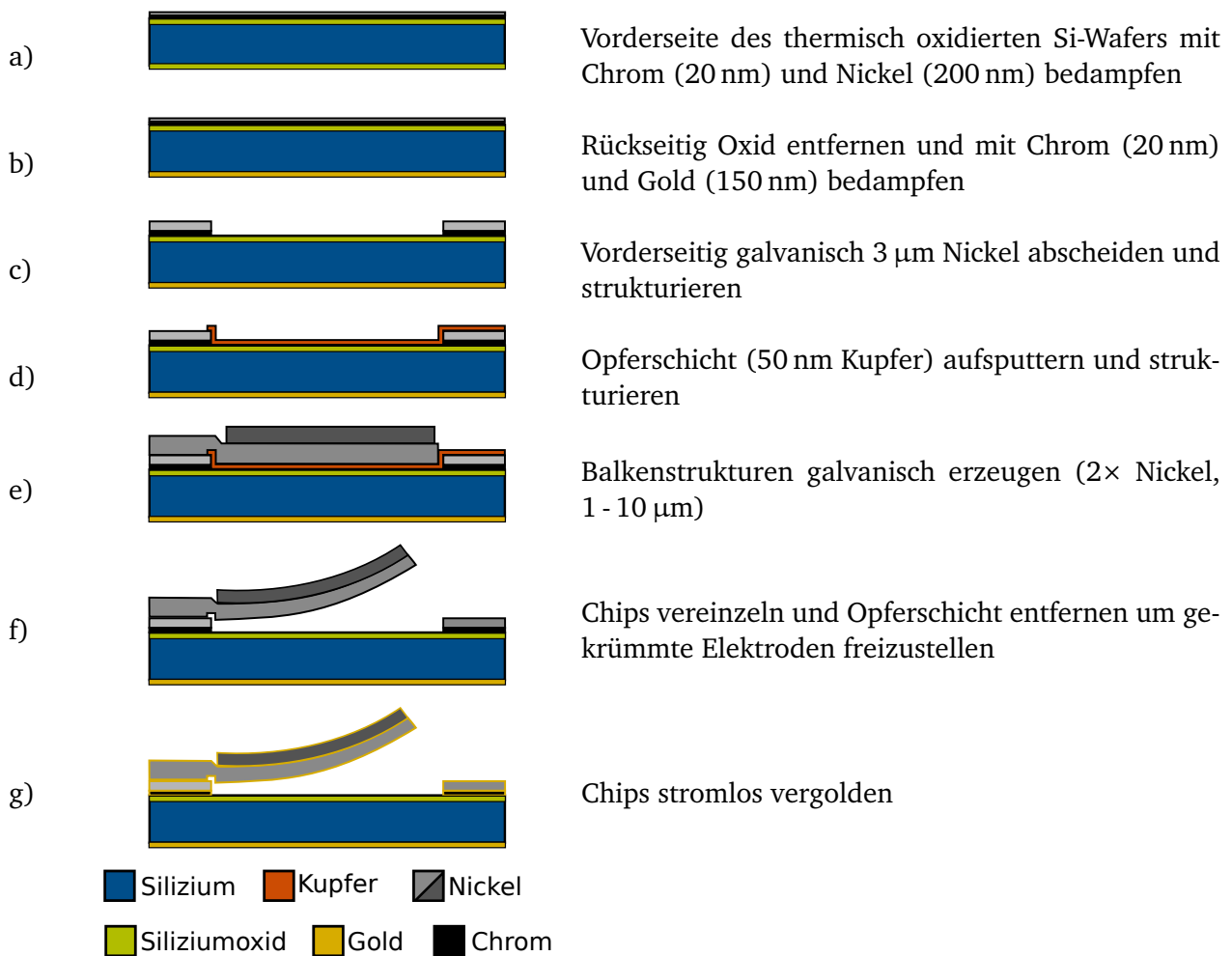


Abbildung 4.13: Ausgewählter Fertigungsprozess zur Herstellung von Wanderkeilaktoren auf Siliziumwafern mit thermischem Oxid als Isolator.

Ein Aktorchip, welcher nach diesem Prozess gefertigt wurde, ist in Abb. 4.14 dargestellt. Die Charakterisierung dieser Aktoren wird im folgenden Kapitel durchgeführt, nachdem die Auslegung solcher Aktoren näher erläutert wurde. Zudem sind die gezeigten Aktoren so direkt für den Einsatz im Hohlleiter als Schaltelement konzipiert. Die Integration in den Hohlleiter wird in Kapitel 7 näher erläutert.

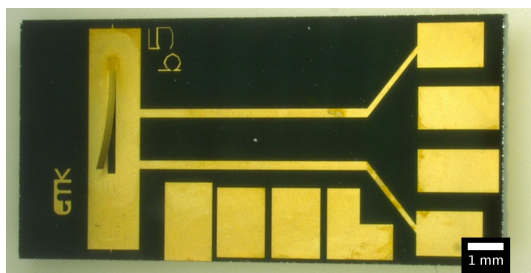


Abbildung 4.14: Aktor-Chip basierend auf thermischem Oxid als Dielektrikum. Links ist die gekrümmte Elektrode des Wanderkeils und die Metallisierung für den Hohlleiter angebracht, rechts sind die Kontaktpads. Die beiden mittleren Kontaktpads wären bei einer strukturierten Gegenelektrode zu verwenden. Bei diesen Aktoren wird als Gegenelektrode die metallisierte Rückseite verwendet werden.



5 Modellierung und Charakterisierung elektrostatischer Wanderkeilaktoren

Neben der Herstellbarkeit von Aktoren gibt es noch viele andere Faktoren, die für die Funktionsfähigkeit von Relevanz sind. Es gilt zu klären, wie möglichst große Kräfte bei möglichst hohen Auslenkungen erzielt werden können. Aus der Beantwortung dieser Frage kann dann geschlossen werden, unter welchen Bedingungen sich die Aktoren in Halbleiter integrieren lassen. Erst mit diesen Ergebnissen ist es möglich, realistische Annahmen beim Entwurf von THz-Schaltern zu treffen.

Die Grenzen von mikrotechnischen elektrostatischen Wanderkeilaktoren ergeben sich aus unterschiedlichen Limitierungen. Eine der wichtigsten ist die Limitierung durch das elektrostatische Prinzip. Für die Untersuchung der Grenzen des elektrostatischen Prinzips muss zuerst ein möglichst einfaches analytisches Modell für die Pull-In-Spannung gefunden werden, das es ermöglicht die notwendigen elektrischen Spannungen abzuschätzen. Aus diesem Grund werden in diesem Kapitel vorhandene Ansätze zur Berechnung der Pull-In-Spannung erläutert. Da sich diese Ansätze nicht für die Verwendung bei Wanderkeilaktoren eignen, wird ein eigener Ansatz zur Modellierung vorgestellt. Basierend auf der Berechnung der Roll-Back-Spannung aus der Formänderungsenergie des gekrümmten Balkens wird die Pull-In-Spannung approximiert. Dieser Ansatz wird durch den Vergleich mit Messwerten existenter Aktorsysteme verifiziert. In Zusammenhang mit den Ergebnissen aus der Charakterisierung der unterschiedlichen Isolatoren lassen sich die Limitierungen so abschätzen.

Zusätzlich zu den elektrischen Restriktionen ergeben sich noch mechanische Randbedingungen, die den Wanderkeilaktor in Bezug auf Kräfte und Auslenkung einschränken. Ein wesentlicher Punkt ist hier das Hin- und Herbiegen der gekrümmten Struktur. Wird die Bruchspannung des Materials im Betrieb überschritten, könnte es zum Bruch der gekrümmten Elektrode kommen. Zudem hat sich bei der Fertigung unterschiedlicher Aktoren herausgestellt, dass die starken intrinsischen Spannungen in der oberen Nickelschicht dazu führen, dass das Dielektrikum des Aktors mechanisch zerstört werden kann. Auch diese Limitierungen werden in diesem Kapitel verallgemeinert um sie den elektrostatischen Limitierungen gegenüber zu stellen. Durch den Vergleich der unterschiedlichen Grenzen lässt sich eine Aussage über die maximalen Kontaktkräfte treffen. Gleichzeitig können die Erkenntnisse genutzt werden, um frei zur Verfügung stehende Parameter optimal einzustellen.

Ein weiterer Punkt, der für den zuverlässigen Betrieb von elektrostatischen Wanderkeilaktoren zu beachten ist, ist das Vorhandensein von Stiction: durch Luftfeuchtigkeit und durch das Einfangen von Ladungsträgern ins Dielektrikum kommt es zum Anhaften der Strukturen am Substrat, auch wenn die Aktuierungsspannung längst wieder unterschritten wurde. Dieser Effekt, die Möglichkeiten zur Verringerung des Effekts und auch die Grenzen, die durch eine angepasste elektrische Anregung erfolgen, werden ebenfalls behandelt.

Das Kapitel endet mit einer Charakterisierung von Aktoren, welche unter Berücksichtigung der genannten Grenzen mit den beschriebenen Verfahren gefertigt wurden.

5.1 Kontaktkräfte bei Wanderkeilaktoren

Abschätzungen über die Leistungsfähigkeit von Wanderkeilaktoren in Mikrorelais wurden schon in [93] getroffen. Das Ergebnis der dortigen Untersuchungen ist, dass für Mikrorelais Kontaktkräfte $< 0,5 \text{ mN}$

unter bestimmten Randbedingungen (Fläche < 2 mm², Spannung < 15 V) möglich sind. Jedoch unterscheidet sich einerseits die dort gewählte Anordnung von der hier benötigten und andererseits gelten andere Restriktionen. Der Unterschied in der Anordnung ist der, dass das Mikrorelais seinen Kontakt durch die Aktuierung schließt und sich dieser somit auf dem Substrat befindet, während der Kontakt beim Hohlleiterschalter im nicht aktuierten Zustand geschlossen ist und sich auf einer definierten Höhe befindet. Diese geänderten Bedingungen erfordern also eine neue Betrachtung der Zusammenhänge.

Als ersten Schritt gilt es einen Ausdruck für die Kontaktkraft in Abhängigkeit von der Balkengeometrie zu finden. Diese lässt sich aus der Superposition der Krümmung mit einer durch die Einspannung erzwungenen Auslenkung gemäß dem in Abb. 5.1 dargestellten Modell berechnen. Da der Kontakt im nicht aktuierten Zustand geschlossen ist, ist die Kontaktkraft unabhängig von der elektrostatischen Aktuierung. Diese spielt erst eine Rolle, wenn die gekrümmte Elektrode nach unten gezogen werden soll. Die Berechnung dieser Zusammenhänge erfolgt in den folgenden Abschnitten.

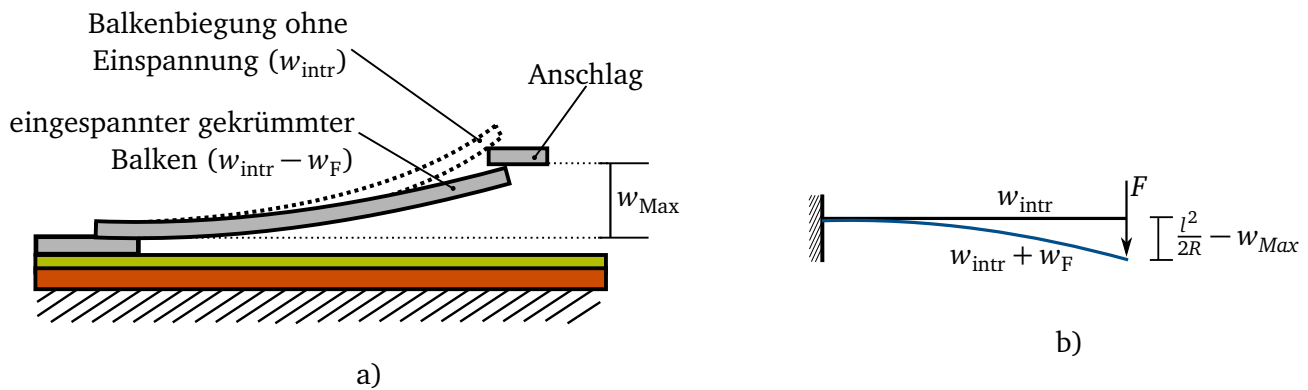


Abbildung 5.1: Wanderkeilaktor mit Anschlag (a) und zugehöriges Modell zur Bestimmung der durch die Einspannung hervorgerufenen Kraft (b). Aufgrund der Superpositionierbarkeit von Kräften geht die intrinsische Balkenkrümmung bei der Kraftberechnung nur als Offset in die Berechnung ein.

Die Leerlaufauslenkung $w_{intr}(l) = w_0$ ergibt sich aus der Balkenkrümmung unter Verwendung der Kleinwinkelnäherung (Anhang 8.4):

$$w_{intr}(l) = w_0 = \frac{l^2}{2R} \quad (5.1)$$

Aus $w_{intr}(l) + w_F(l) = w_{max}$ ergibt sich so:

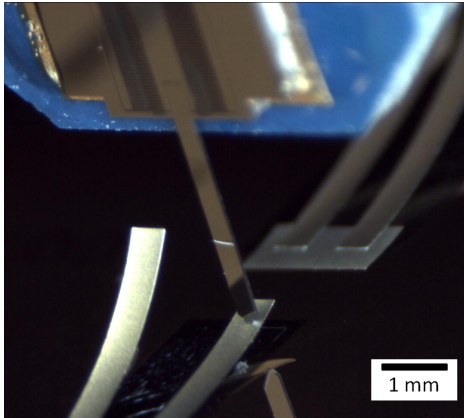
$$F(w_{max}) = \left(\frac{l^2}{2R} - w_{max} \right) \frac{3EI}{l^3} \quad (5.2)$$

$$(5.3)$$

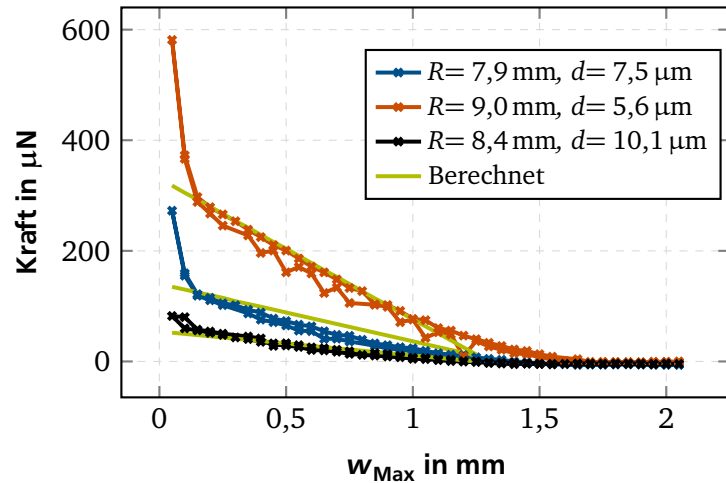
Für die gegebene Aktorgeometrie mit einem rechteckigen Querschnitt $d_{Akt} \times b$ folgt:

$$F(w_{max}) = \left(\frac{l^2}{2R} - w_{max} \right) \frac{E \cdot b \cdot d_{Akt}^3}{4l^3} \quad (5.4)$$

Nicht berücksichtigt ist in dieser Berechnung, dass der Balken für kleine Anschlagshöhen auf das Substrat gedrückt wird. Aus diesem Grund erfolgt eine Verifikation der Berechnungen über Kraftmessungen an dafür gefertigten Mikrostrukturen. Zum Einsatz kommen hier die gleichen Teststrukturen wie in Kapitel 3.5.1. Die Kraft wird mithilfe eines Messaufbaus, welcher aus einer Linearachse der Firma SmarAct



a)



b)

Abbildung 5.2: Aufbau zur Messung der Kontaktkraft a) und Messergebnisse b) für unterschiedlich dicke und unterschiedlich stark gekrümmte Balken aus Nickel mit einer Länge von $l = 4,5 \text{ mm}$ und einer Breite von $b = 0,5 \text{ mm}$. Den Messwerten sind die theoretischen Werte aus den obigen Gleichungen gegenübergestellt.

und einem Kraftsensor der Firma Femtotoools besteht, bestimmt. Gemessen wird die Kraft, während die Messspitze des Kraftsensors auf die Spitze des Balkens drückt, und sich langsam in Richtung Substrat bewegt. Der Weg zurück wird ebenfalls aufgezeichnet. Daraus entsteht die in Abb. 5.2 b) dargestellte Kraft-Weg-Kennlinie. Aus dem Vergleich von gemessenem und berechnetem Wert wird ersichtlich, dass das Modell für einen großen Bereich gut mit den Messungen übereinstimmt. In den unteren 10 % kommt es zu großen Unterschieden, weil der gekrümmte Balken hier die Substratoberfläche berührt und die Steifigkeit stark zunimmt. Bei sehr großen Abständen zum Substrat ist zudem ein großer relativer Fehler feststellbar, welcher einerseits durch die Kleinwinkelnäherung zustande kommt und weil andererseits in diesem Bereich Messfehler bei der Bestimmung des Biegeradius einen größeren Einfluss auf die berechneten Werte haben. Nichtsdestotrotz ist das Modell in großen Teilen hinreichend genau und kann somit für die weiteren Berechnungen verwendet werden.

Wie im obigen Modell gezeigt, ist die Kontaktkraft von vielen Parametern abhängig. Somit lassen sich die Grenzen der Aktoren in Bezug auf die darstellbaren Kräfte nur unter definierten Randbedingungen betrachten. Deswegen werden einige Parameter als fix angenommen. So ist z.B. klar, dass die Breite b linear in die Kraft des Aktors eingeht. Da die elektrostatische Kraft ebenfalls linear mit b skaliert, lässt sich die Grenze der Kraft nur bei einer definierten Breite bestimmen. Ebenso muss mit der Höhe des Anschlags w_{max} und der Länge l des Balkens verfahren werden. Das E-Modul E des Balkens kann eigentlich in allen Berechnungen durch eine Änderung der Dicke d_{Akt} des Balkens kompensiert werden, wodurch auch das E-Modul ohne Probleme als konstant angesehen werden kann. So bleiben noch der Krümmungsradius R und die Dicke d_{Akt} des Balkens als Variablen übrig. Diese lassen sich in der Regel unabhängig von den gegebenen Randbedingungen variieren. Deren Einfluss auf die Kontaktkraft für einen ausgewählten Parametersatz ist in einem Konturplot dargestellt (siehe Abb. 5.3). Als weitere Eingangsgrößen wird der Parametersatz verwendet, welcher auch später im Hohlleiterschalter Verwendung findet.

5.2 Modellierung von elektrostatischen Wanderkeilaktoren

Um die Grenzen des elektrostatischen Prinzips bei Wanderkeilaktoren in Bezug auf die erreichbaren Kräfte und Auslenkungen zu bestimmen, muss ein analytisches Modell gefunden werden, welches Aussagen

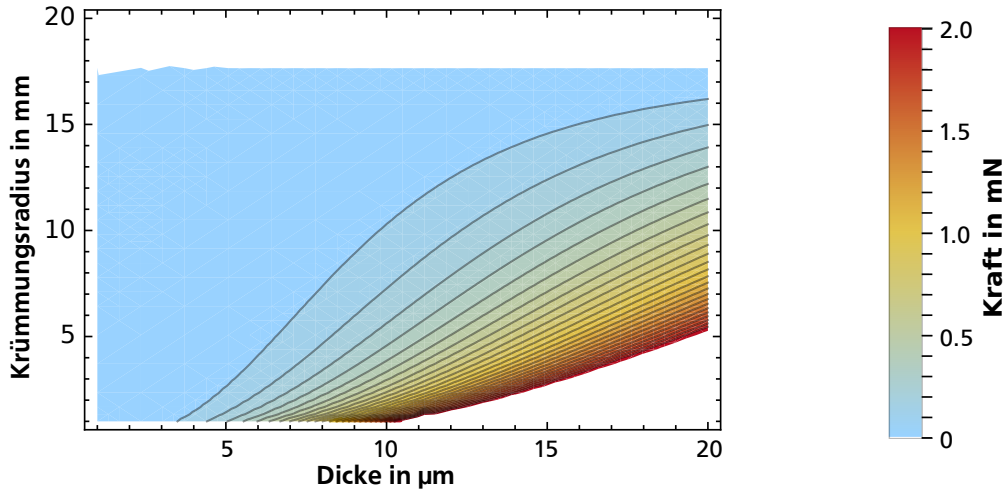


Abbildung 5.3: Kraftverlauf in Abhängigkeit vom Krümmungsradius und der Dicke des Balkens. Im Bereich unten rechts steigen die Kräfte stark an. Die Kraft ist dargestellt für einen gekrümmten Balken mit den folgenden Eigenschaften: $E = 180 \text{ GPa}$, $l = 3 \text{ mm}$, $b = 250 \text{ µm}$, $w_{\text{Max}} = 255 \text{ µm}$.

über den Einfluss der unterschiedlichen Größen zulässt. Aus diesem Grund werden in diesem Abschnitt unterschiedliche Ansätze zur Berechnung von Aktoren mit gekrümmten Elektroden verglichen. Das am besten geeignete Modell wird erweitert, um es an das Anwendungsszenario anzupassen und steht dann zur Bestimmung der elektrostatischen Grenzen zur Verfügung.

5.2.1 Allgemeine Beschreibung des Wanderkeilaktors

Wanderkeilaktoren unterscheiden sich von einfachen elektrostatischen Aktoren mit parallelen Elektroden in der Hinsicht, dass kein homogener Luftspalt vorhanden ist und die zur Rückstellung benötigte Feder durch die gekrümmte Elektrode selbst realisiert wird. Somit ergibt sich für unterschiedliche angelegte Spannungen jeweils eine neue Biegelinie, die aus der Überlagerung der ursprünglichen Balkenkrümmung und der durch das E-Feld induzierten Deformation zusammensetzt. Zur analytischen Beschreibung der Wanderkeilaktoren reicht deswegen das einfache Modell aus Feder und Kondensator nicht mehr aus. Um die komplexere Balkenkrümmung zu analysieren sind Grundlagen der Technischen Mechanik, welche in [65, 66] zu finden sind, erforderlich. Diese werden hier als bekannt vorausgesetzt.

Zur Bestimmung der Pull-In-Spannung gibt es in der Literatur viele Ansätze, die später kurz zusammengefasst werden (Abschnitt 5.2.2). Zunächst wird hier aber die eigentliche Problematik anhand der Biegebalkentheorie erläutert. Für die Beschreibung der Balkenmechanik werden Vereinfachungen, wie sie in den Bernoullischen Annahmen zusammengefasst sind übernommen. Des Weiteren wird die gekrümmte Elektrode als Balken mit homogener Schichtdicke und gleichbleibender Breite angesehen. So kann eine abschnittsweise Definition des Balkens vermieden werden. Für alle folgenden Betrachtungen ist es zudem notwendig, dass sich die Gegenelektrode über die komplette Fläche unter der gekrümmten Elektrode erstreckt.

Das Modell setzt sich aus zwei voneinander abhängigen Funktionen, der Biegelinie $w(x)$ und der aus der elektrostatischen Kraft resultierenden Flächenlast $q(x)$ zusammen (siehe Abb. 5.4). Die Biegelinie setzt sich zusammen aus der Vorkrümmung des Balkens, welche sich aus dem Biegeradius ergibt und der Verbiegung, welche aus der elektrostatischen Kraft resultiert:

$$w(x) = w_0(x) + w_q(x, q(x)) \quad (5.5)$$

$$= \frac{1}{2R} \cdot x^2 + w_q(x, q(x)) \quad (5.6)$$

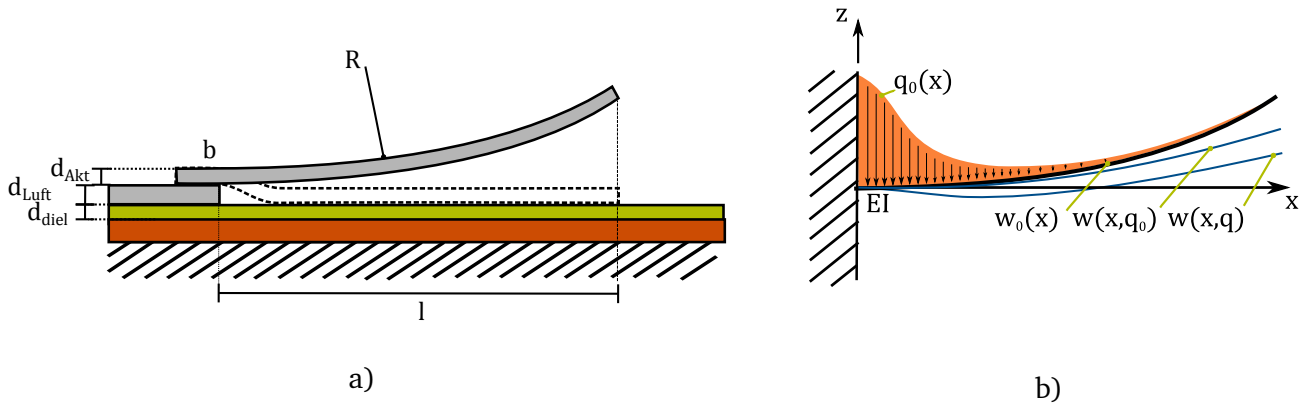


Abbildung 5.4: Abstraktion des Wanderkeilaktors. Aus den mechanischen (l, b, d_{Akt}, R, E) und den elektrischen Eigenschaften ($d_{Luft}, d_{diel}, \epsilon_R$), wie in a) dargestellt, wird ein mechanisches Modell extrahiert, welches die gekrümmte Struktur als Biegelinie $w(x)$ mit einer Flächenlast $q(x)$ darstellt (b). Die mechanischen Eigenschaften werden in der Biegesteifigkeit ($E \cdot I$) zusammengefasst. Die Biegelinie und die Flächenlast ergibt sich aus der ursprünglichen Biegelinie $w_0(x)$, welche ohne externe Krafteinwirkung aus dem Biegeradius resultiert. Daraus ergibt sich eine Flächenlast $q_0(x)$, welche zur Deformation des Balkens führt ($w_0(x, q_0)$) und somit auch wieder eine Änderung der Flächenlast hervorruft.

Die Bestimmung der elektrostatischen Kraft auf den Körper lässt sich im einfachsten Fall nicht ohne eine Näherung des realen elektrischen Feldes vornehmen. Komplexere Betrachtungen mit kleineren Fehlern werden zwar in manchen Publikationen eingeführt (siehe nächster Abschnitt), hier aber vorerst vernachlässigt. Für die einfache Betrachtung wird der Balken in infinitesimal kleine Elemente zerlegt, die als Plattenkondensator genähert werden. Daraus resultiert folgender Ausdruck für die Kraft:

$$\frac{dF}{dx} = q(x) = -\frac{1}{2} \epsilon_0 \cdot U^2 \frac{b}{(w(x) + d_0)^2} \quad (5.7)$$

b entspricht hier der Breite des Aktors. Der ortsabhängige Elektrodenabstand setzt sich zusammen aus der Biegelinie $w(x)$ und dem anfänglichen Luftspalt d_0 . Dieser setzt sich zusammen aus der Dicke des Dielektrikums d_{diel} , dessen relativer Permittivität ϵ_R , und dem fertigungsbedingten Luftspalt d_{Luft} :

$$q(x) = -\frac{1}{2} \epsilon_0 \cdot U^2 \frac{b}{(w(x) + d_{Luft} + d_{diel}/\epsilon_R)^2} \quad (5.8)$$

Über den Zusammenhang zwischen der Flächenlast und der Balkenbiegung ergibt sich so die folgende Differentialgleichung, welche sich nur numerisch lösen lässt. Es ist zu beachten, dass durch die Gleichung die Auslenkung aus der Ursprungslage $w_q(x)$ beschrieben wird. Die gesamte Auslenkung $w(x)$ setzt sich, wie schon in Gleichung 5.6 beschrieben, aus $w_q(x)$ und $w_0(x)$ zusammen.

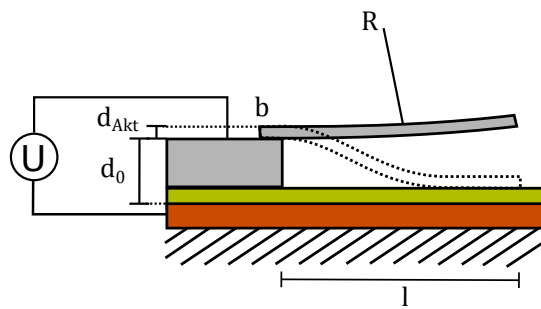
$$\frac{d^4 w_q}{dx^4} = \frac{1}{E \cdot I} \cdot q(x) \quad (5.9)$$

$$= \frac{1}{E \cdot I} \cdot -\frac{1}{2} \epsilon_0 \cdot U^2 \frac{b}{(w_q(x) + \frac{1}{2R} \cdot x^2 + d_{Luft} + d_{diel}/\epsilon_{R-diel})^2} \quad (5.10)$$

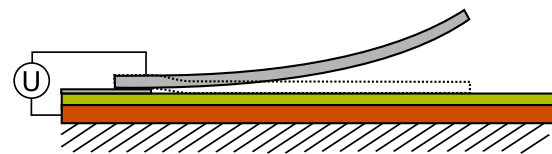
5.2.2 Bekannte Lösungen zur Pull-In-Spannung

Das hauptsächliche Ziel der Modellierung des Systems ist es, eine Aussage über die Pull-In-Spannung zu treffen. Mit der Aufstellung der Differentialgleichung ist hierzu ein erster Schritt getan. Aber auch schon dieser Ansatz beruht auf Vereinfachungen. In der Literatur sind so einerseits Ansätze zu finden, die die oben genannte Differentialgleichung lösen, andererseits werden aber auch andere Ansätze gewählt oder die bestehenden Ansätze um weitere Elemente erweitert. In wie weit welcher Ansatz die Realität am besten abbildet, ist schwer zu beurteilen. Dies kann nur durch den Vergleich mit Experimenten und Finite-Elemente-Simulationen geschehen. Das Problem der Finite-Elemente-Methode ist, dass auch sie auf Näherungen beruht und deren Einfluss auf das Endergebnis nur sehr schwer zu bestimmen ist. Das Problem beim Vergleich mit realen Experimenten ist, dass die Parameter des Systems genau bekannt sein müssen und parasitäre Effekte nicht immer ausgeschlossen werden können. Des Weiteren kann eine experimentelle Modellverifikation nur stichprobenhaft erfolgen. Da in der Literatur einige Messwerte aus Experimenten existieren, wird in dieser Arbeit der Vergleich der Modelle anhand dieser Experimente durchgeführt.

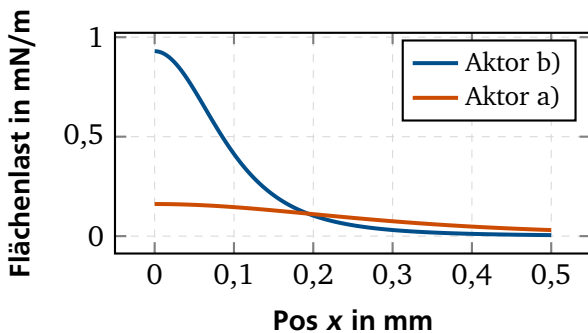
Zum Vergleich der Eignung der unterschiedlichen Ansätze für diese Arbeit sind die Randbedingungen und Geltungsbereiche der einzelnen Modelle näher zu betrachten. Unterschieden werden können zwei unterschiedliche Geltungsbereiche (siehe Abb. 5.5). Der erste Fall betrachtet Strukturen, welche wenig



a) Kurzer Aktor mit großem Luftspalt



b) Langer Aktor mit geringem Luftspalt - Wanderkeilaktor



c) Vergleich der elektrostatischen Kräfte

Parameter	Aktor a)	Aktor b)
d_0	2,4 μm	1 μm
b	2,1 μm	2,1 μm
E	155 GPa	155 GPa
R	40 mm	10 mm
d_{Akt}	2 μm	2 μm
U	10 V	10 V

d) Parametersätze zur Bestimmung der Kräfte

Abbildung 5.5: Unterschiede bei Aktoren unterschiedlicher Geometrie. Während sich die elektrostatischen Kräfte im Ausgangszustand beim geringen Luftspalt vor allem an der Einspannung konzentrieren, sorgt der große Abstand für eine gleichmäßigere Verteilung. Des Weiteren kann sich Aktor b) über einen sehr großen Bereich homogen auf das Dielektrikum auflegen, während bei Aktor a) die Einspannung sehr viel mehr ins Gewicht fällt. Aktor a) wird üblicherweise als Wanderkeilaktor bezeichnet, weil er sich sequentiell auf das Dielektrikum auflegt, wobei Aktor b) zuerst mit der Spitze das Dielektrikum berührt.

gekrümmt sind und einen großen Abstand zwischen den Elektroden besitzen. Der zweite Fall betrachtet

Strukturen, welche einen minimalen Anfangsluftspalt und eine starke Balkenkrümmung besitzen. Im Stand der Technik konnten Modelle für die beiden Extremfälle gefunden werden, zusätzlich existieren Ansätze, die möglichst allgemein alle Fälle abdecken.

Analytische Modelle zur Berechnung der Pull-In-Spannung

Petersen [94] präsentiert einen der ersten Ansätze für die Beschreibung von elektrostatisch aktuierten einseitig eingespannten Balken. Sein Ansatz ist eigentlich für die Beschreibung von ungekrümmten Strukturen gedacht. So wird die Krümmung des Balkens komplett vernachlässigt. Zur Lösung der Differentialgleichung wird eine quadratische Kurvenform für die Auslenkung $w(x)$ angenommen. Basierend darauf wird eine genäherte Pull-In-Spannung gefunden:

$$U_{PI-Pet} = \sqrt{\frac{3 \cdot E \cdot d_{Akt}^3 \cdot d_0^3}{10 \cdot \epsilon_0 \cdot l^4}} \quad (5.11)$$

Petersons Ansatz [94] wird von Wei [95] erweitert, um die Balkenkrümmung mit abzubilden. Um die Pull-In-Spannung zu erhalten, wird die Annahme getroffen, dass der Pull-In eintritt, sobald die Spitze den halben Luftspalt überwunden hat. So erhält man folgende Formel:

$$U_{PI-Wei} = \sqrt{\frac{2E \cdot I \cdot R \cdot (1 - \cos(l/R))}{l \cdot b \cdot \epsilon_{R\emptyset} \cdot \epsilon_0 \int_0^l \left(\frac{x}{d_0 + R(1 - \cos(x/R))} \right)^2 dx}} \quad (5.12)$$

Wobei $\epsilon_{R\emptyset}$ einer gemittelten relativen Permittivität entspricht, die sich aus der Permittivität des Isolators und des gesamten Luftspalts zusammensetzt. Die Gleichung selbst wird zur Lösung aufgrund des enthaltenen Integrals durch eine Taylorreihenentwicklung angenähert.

In [96] wählt Chowdhury einen anderen Ansatz um die Pull-In-Spannung zu berechnen: Ausgehend vom Parallelplattenaktor (siehe Abb. 1.12) wird durch eine Taylorreihenentwicklung ohne die Verwendung der klassischen Biegebalkentheorie eine kraftabhängige Biegelinie gefunden. Die sich ändernde, ortsabhängige Kraft wird linearisiert. Unter Berücksichtigung von Streufeldern wird so der folgende Ausdruck für die Pull-In-Spannung gefunden:

$$U_{PI-Cho} = \sqrt{\frac{2E \cdot d_{Akt}^3 \cdot d_0}{8,37\epsilon_0 \cdot l^4 \left(\frac{5}{6d_0^2} + \frac{0,19}{d_0^{1,25}b^{0,75}} + \frac{0,19}{d_0^{1,25}l^{0,75}} + \frac{0,4d_{Akt}^{0,5}}{d_0^{1,5}b} \right)}} \quad (5.13)$$

Ou [97] beruft sich auf die von Chowdhury [96] berechnete Formel und fügt durch einen semianalytischen Ansatz einen Korrekturfaktor hinzu, der die Pull-In-Spannung um krümmungsabhängige Terme erweitert:

$$U_{PI-Ou} = \sqrt{\frac{2E \cdot d_{Akt}^3 \cdot d_0}{8,37\epsilon_0 \cdot l^4 \left(\frac{5}{6d_0^2} + \frac{0,19}{d_0^{1,25}b^{0,75}} + \frac{0,19}{d_0^{1,25}l^{0,75}} + \frac{0,4d_{Akt}^{0,5}}{d_0^{1,5}b} \right)}} \cdot \left(1 + 1,13 \frac{w_0}{d_0} - 4,8 \frac{d_0}{b} + 43,9 \frac{d_0^2}{b} \right) \quad (5.14)$$

w_0 beschreibt hier die durch die Balkenkrümmung induzierte anfängliche Auslenkung der Spitze des Aktors.

In [98] wird von Hu ein Ausdruck gefunden, der Balkenkrümmungen und Streufelder berücksichtigt. Die Systembeschreibung beruht hier auf einem Energieansatz. D.h. dass ein Gleichgewicht zwischen der

Energie im elektrischen Feld und der Formänderungsenergie verwendet wird. Für die Beschreibung der elektrostatischen Eigenschaften werden genäherte analytische Modelle für die Kapazität kleiner Balkenelemente unter Berücksichtigung von Streufeldern verwendet. Die Lösung der hervorgerufenen Balkenbiegung basiert auf der "Assumed Mode"-Methode, bei der mit Hilfe einer Überlagerung verschiedener Funktionen, welche die Randbedingungen erfüllen eine Lösung für die Biegegleichung gefunden wird. Das so gefundene Modell ist im Vergleich zu den vorangegangenen Modellen das Genaueste, was in der Veröffentlichung anhand von experimentellen Daten verifiziert werden konnte. Die erhaltene Gleichung ist aber aufgrund von mehreren enthaltenen Integralen nur numerisch lösbar und wird hier nicht näher erläutert.

Des Weiteren existiert noch ein Ansatz, welcher nicht die Pull-In-Spannung, sondern die Roll-Back-Spannung für Aktoren mit großer Krümmung und kleinem Luftspalt bestimmt. Die Roll-Back-Spannung beschreibt die Spannung, ab der sich eine bereits auf das Dielektrikum aufgelegte Elektrode wieder ablöst. Die Herleitung der Formel wird in Abschnitt 5.2.4 näher erläutert.

Numerische Lösungen

Es existieren auch einige numerische Modelle, mit denen sich die Pull-In-Spannung bestimmen lässt. So werden numerisch Lösungen der Differentialgleichung betrachtet, welche mit approximierten Feldverläufen und 2D-Strukturen rechnen [62, 99]. Andererseits kommen aber auch Finite Elemente Methoden zum Einsatz, die das Problem 3-dimensional analysieren und auch die genauen Feldverläufe mit einbeziehen [33, 37, 97, 99]. Für die in der Literatur veröffentlichten numerischen Modelle existiert leider keine Möglichkeit eine Verifikation und einen Vergleich mit den analytischen Modellen durchzuführen. Somit werden auch diese nicht weiter betrachtet.

Zusammenfassung des Stands der Technik

Um die verschiedenen Ansätze zu vergleichen, ist eine Referenz notwendig, aus der sich der reale Wert der Pull-In-Spannung ergibt. Hierzu werden in dieser Arbeit Messwerte aus unterschiedlichen Veröffentlichungen verwendet. Aus den einzelnen Veröffentlichungen, welche im Stand der Technik beschrieben werden, geht hervor, dass die beschriebenen Ansätze aufgrund ihrer Vereinfachungen entweder eher für lange Aktoren mit geringem Luftspalt und großer Krümmung oder für kurze Aktoren mit großem Luftspalt und kleiner Krümmung geeignet sind (Abb. 5.5). Um diese Hypothese zu verifizieren, müssen die wesentlichen Parameter - anfänglicher Luftspalt d_0 , Krümmungsradius R und Länge l_{Akt} in einer dimensionslosen Kenngröße zusammengefasst werden.

Solche dimensionslosen Vergleichsgrößen sind vor allem in der Fluidik bekannt, wo sie ein mächtiges Hilfsmittel zur Bestimmung der vorherrschenden physikalischen Phänomene darstellen. Die Reynolds-Zahl, welche eine Aussage über Turbulenzen in Strömungen macht, ist hier der bekannteste Vertreter. Im Fall des Aktors wird also eine Zahl gesucht, die die drei genannten Größen vereint. Eine sinnvolle Größe, die einen Zusammenhang zwischen dem Krümmungsradius und der Länge herstellt, ist die Auslenkung des gekrümmten Balkens an der Spitze $w_0(l)$. Setzt man nun diese Größe in Relation zum Anfangsluftspalt erhält man die einheitenlose Größe w_0/d_0 . Inwieweit sich diese Größe zum Vergleich der unterschiedlichen Modelle eignet, lässt sich durch einen Blick auf die Abweichung zwischen Modell und realem Messwert für die unterschiedlichen Aktoren erkennen. So werden zum Vergleich der Modelle die prozentualen Fehler in Abhängigkeit von der gefundenen Vergleichsgröße dargestellt (Abb. 5.6). Betrachtet man die einzelnen Kurvenverläufe der unterschiedlichen Modelle, so ist kein Modell dabei, bei welchem sich die relativen Fehler in Bezug auf die Vergleichsgröße w_0/d_0 stetig verhalten. Trotzdem ergeben sich z.B. bei Petersen, Chowdhury, Ou und Wei klare Tendenzen hin zu einem höheren Fehler bei $w_0/d_0 > 20$. Der Vergleich der Modelle anhand dieser Vergleichsgröße wird deswegen als sinnvoll

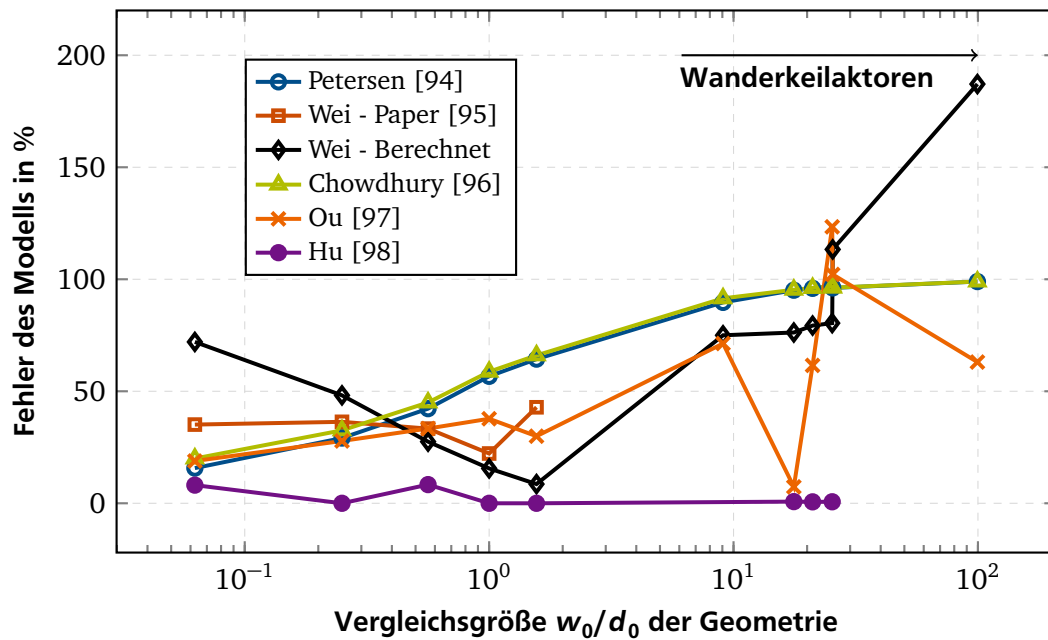


Abbildung 5.6: Fehler der einzelnen analytischen Modelle in Abhängigkeit von der Geometrie. Der Fehler ist relativ zum realen Messwert zu sehen, wobei die Messwerte unterschiedlichen Publikationen [33, 98, 99, 100, 101] entnommen sind. Die Messwerte und die relevanten physikalischen Größen der unterschiedlichen Geometrien sind im Anhang F zu finden. Es wird deutlich, dass alle hier gezeigten Modelle, bei denen eine eigenständige Berechnung der Pull-In-Spannung durchgeführt werden konnte, für $w_0/d_0 > 20$ einen Fehler von über 50 % aufweisen. Es ist anzumerken, dass die Ergebnisse von Wei und Hu nicht nachvollzogen werden konnten. Die Unterschiede zwischen Paper und Berechnung bei Wei sind im Diagramm eingetragen, eine eigene Berechnung auf Basis des Modells von Hu hat keine sinnvollen Ergebnisse erbracht.

angesehen. Als Resultat der Gegenüberstellung kann festgehalten werden, dass mit den verfügbaren Modellen keine sinnvollen Lösungen für Aktoren mit $w_0/d_0 > 20$ gefunden werden können. Die Fehler sind alle bei über 50 %. Die Arbeit von Hu hätte das Potential, als allgemeingültiges Modell zu dienen, ist aber nur numerisch lösbar und somit nicht weiter von Nutzen. Für Wanderkeilaktoren, welche sich durch einen kleinen Anfangsluftspalt und eine starke Krümmung auszeichnen und somit ein möglichst hohes w_0/d_0 -Verhältnis besitzen sollten, muss also ein anderer Ansatz gefunden werden.

5.2.3 Erstellen eines eigenen numerischen Modells

Auf Basis der in Abschnitt 5.2.1 gezeigten Formeln wird für eine numerische Lösung ein Algorithmus in Mathematica implementiert. Dieser soll in Kombination mit den gemessenen Daten als Basis für die weitere Suche nach einem analytischen Modell dienen. Das hier verwendete numerische Modell basiert auf einem Mehrschrittverfahren, welches die Balkenbiegung $w_n(x)$ aus der Kraft $q_n(x)$ bestimmt um dann mit der erhaltenen Biegelinie eine neue Kraft $q_{n+1}(x)$ zu bestimmen, welche als Grundlage für eine neue Berechnung der Biegelinie dient. Diese Schritte werden für eine Spannung 10 mal durchgeführt. Wenn keine Lösung für die Biegelinie gefunden werden kann, bedeutet dies, dass die Lösung divergiert und die verwendete Spannung größer als die Pull-In-Spannung ist. Durch sequentielles Erhöhen der Spannung kann so die Pull-In-Spannung gefunden werden. Der Ablauf hierzu ist in Abb. 5.7 dargestellt. Der Mathematica Quellcode zu den Berechnungen ist im Anhang E zu finden.

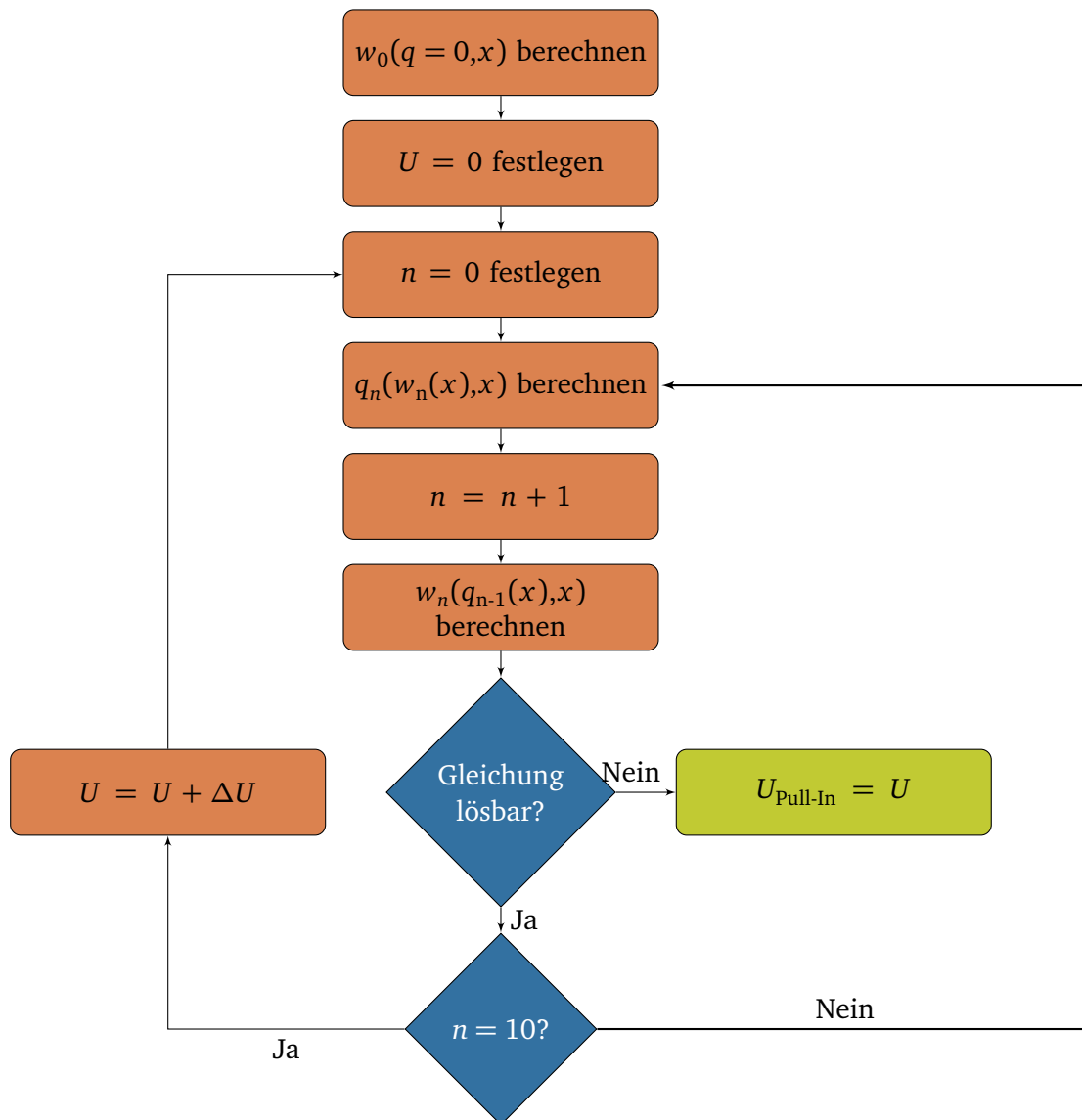


Abbildung 5.7: Ablauf zur Bestimmung der Pull-In-Spannung eines Aktors. Das Verfahren basiert auf einer sequentiellen Berechnung der elektrostatischen Kraft $q(x)$ und der Biegelinie $w(x)$. So werden für jede Spannung 10 Iterationen durchgeführt. Sobald der verwendete Solver keine Lösung mehr für die DGL berechnen kann, ist die Pull-In-Spannung erreicht, da die Biegelinie dann nicht mehr konvergiert.

5.2.4 Modellierung der Pull-In-Spannung auf Basis der Roll-Back-Spannung

Da die beschriebenen analytischen Modelle des Stands der Technik keine hinreichend gute Näherung des Pull-Ins bei Wanderkeilaktoren zulassen, wird ein eigenes Modell entwickelt. Diesem wird die Roll-Back-Spannung zu Grunde gelegt, welche von Hesse [93] erstmals beschrieben wurde. Die Roll-Back-Spannung U_{RB} ist die Spannung ab der sich die auf das Dielektrikum gelegte gekrümmte Elektrode nach einem Pull-In wieder ablöst, wenn man die Spannung schrittweise reduziert.

Im Gegensatz zu den vorangegangenen analytischen Ansätzen beruht dieser Ansatz nicht auf der Biegelinie des Aktors. Der Aktor wird nur in seinem aktuierten Zustand betrachtet. Betrachtet man nun ein flach aufliegendes Balkenelement (siehe Abb. 5.8) lässt sich über das Gleichsetzen der Formänderungsenergie und der im Kondensator gespeicherten Energie ein Gleichgewichtszustand bestimmen:

$$\frac{\delta W_{\text{mech}}}{\delta A} = \frac{\delta W_{\text{el}}}{\delta A} \quad (5.15)$$

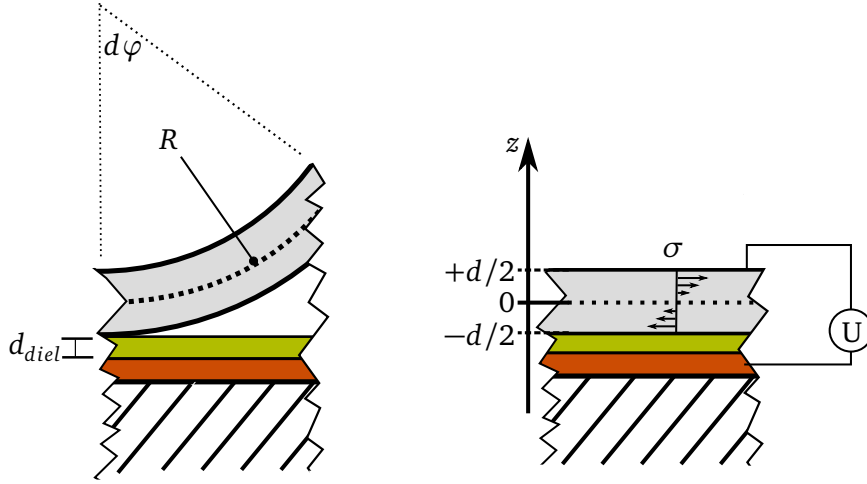


Abbildung 5.8: Ansatz zur Berechnung der Roll-Back-Spannung über die Formänderungsenergie. Links ist ein intrinsisch vorgespanntes Balkenelement dargestellt, rechts ist das deformierte Balkenelement mit den resultierenden mechanischen Spannungen beim Anlegen einer elektrischen Spannung zu sehen.

Die Formänderungsenergie W_{mech} ergibt sich hierbei aus der mechanischen Spannung σ und der Dehnung ϵ im Balken. Für ein kleines Flächenelement dA berechnet sich die Formänderungsenergie durch die Integration über die Dicke des Balkens:

$$\frac{\delta W_{\text{mech}}}{\delta A} = \int_{-d/2}^{d/2} \frac{1}{2} \sigma \cdot \epsilon \cdot dz \quad (5.16)$$

$$= \int_{-d/2}^{d/2} \frac{1}{2} \epsilon^2 \cdot E \cdot dz \quad (5.17)$$

Die Dehnung $\epsilon(z)$ des flach aufliegenden Balkens ergibt sich aus der Krümmung im nicht aktuierten Zustand:

$$\epsilon(z) = \frac{R \cdot d\varphi - (R - z)d\varphi}{R \cdot d\varphi} = \frac{z}{R} \quad (5.18)$$

Somit erhält man durch Integration den folgenden Ausdruck für die Formänderungsenergie:

$$\frac{\delta W_{\text{mech}}}{\delta A} = \frac{1}{24} \frac{E \cdot d_{\text{Akt}}^3}{R^2} \quad (5.19)$$

Die im Kondensator gespeicherte Energie ergibt sich aus der Kapazität des Kondensators und somit aus der Dicke des Dielektrikums und dessen Dielektrizitätskonstante:

$$\frac{\delta W_{\text{el}}}{\delta A} = \frac{1}{2} \frac{\delta C}{\delta A} \cdot U^2 = \frac{1}{2} \epsilon_0 \cdot \epsilon_R \cdot \frac{U^2}{d_{\text{diel}}} \quad (5.20)$$

Durch Gleichsetzen der beiden Energieformen erhält man einen Ausdruck für die Roll-Back-Spannung:

$$U_{\text{RB}} = \sqrt{\frac{d_{\text{diel}} \cdot E \cdot d_{\text{Akt}}^3}{12 \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_R \cdot R^2}} \quad (5.21)$$

Approximation der Pull-In-Spannung

Für den Fall, dass kein fertigungsbedingter Luftspalt zwischen Dielektrikum und gekrümmter Elektrode existiert, kann man davon ausgehen, dass die Roll-Back-Spannung gleich der Pull-In-Spannung ist. Warum dies der Fall ist, soll hier kurz erläutert werden: Am Ort der Einspannung ist bei angelegter Roll-Back-Spannung die im Kondensator gespeicherte Energie unabhängig von der Krümmung des Aktors, da die Auslenkung für ein kleines Winkelsegment gegen 0 geht. Somit ist an dieser Stelle die Kraft vorhanden, die die gekrümmte Elektrode flach auf das Dielektrikum zieht. Sobald dieser Zustand erreicht ist, befindet sich das nächste Segment des Balkens auf dem Dielektrikum und kann ebenfalls flach angezogen werden. So geschieht es nach und nach mit dem kompletten Balken. Für den Fall, dass ein kleiner Luftspalt existiert, gilt diese Betrachtung nicht mehr, da die elektrostatische Kraft zu Beginn durch den vergrößerten Elektrodenabstand zu klein ist. Um den Aktor aus seiner Ausgangslage zu bewegen, muss der anfängliche Luftspalt berücksichtigt werden. Wenn man sich vorstellt, dass die gekrümmte Elektrode anstatt auf dem Dielektrikum auf dem Anfangsluftspalt zum Aufliegen kommt (Abb. 5.9), muss für die Pull-In-Spannung dieser nur noch in die Gleichung mit aufgenommen werden. Da die hierfür benötigte Spannung größer ist als die Roll-Back-Spannung, wird dieser Zustand aufgrund seiner Instabilität nicht erreicht, die bewegliche Elektrode wird sich nun direkt auf das Dielektrikum auflegen:

$$U_{\text{Pull-In}} = \sqrt{\frac{(d_{\text{luft}} + \frac{d_{\text{diel}}}{\epsilon_R}) \cdot E \cdot d_{\text{Akt}}^3}{12 \cdot \epsilon_0 \cdot R^2}} \quad (5.22)$$

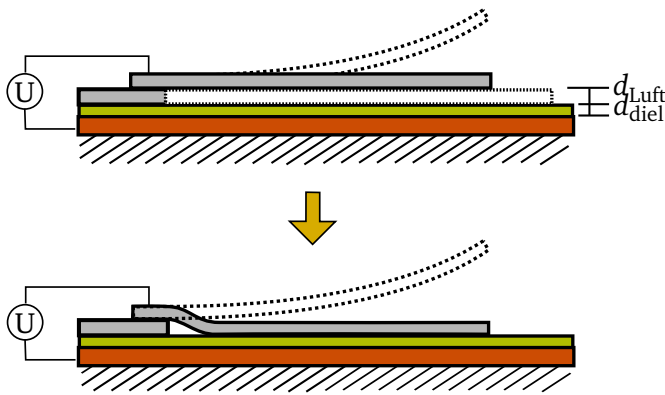


Abbildung 5.9: Annahme zur Ableitung der Pull-In-Spannung aus der Roll-Back-Spannung: Es wird ein fiktiver Zustand angenommen, in dem der Balken flach auf dem Luftspalt aufliegt (oben). Aus diesem Zustand bestimmt sich die Pull-In-Spannung. Da sich die mechanische Energie bis zum vollständigen Pull-In (unten) nur noch an der Einspannung ändert, die elektrische Energie aber aufgrund des kleiner werdenden Spalts weiter zunimmt, reicht diese Betrachtung zur Berechnung von $U_{\text{Pull-In}}$ aus.

Die Validierung dieses Ansatzes und des oben genannten numerischen Modells erfolgt auf die gleiche Weise, wie schon die analytischen Ansätze des Stands der Technik verglichen wurden: Messwerte aus diversen Veröffentlichungen dienen als Vergleich zur Berechnung des Fehlers der einzelnen Modelle. In Abbildung 5.10 sind die Fehler der abgeleiteten Pull-In-Spannung (Gleichung 5.22) und des numerischen Modells dargestellt.

Im Vergleich zu Abb. 5.6 ergeben sich so für $w_0/d_0 > 10$ wesentlich geringere Fehler. Mit dem numerischen Modell existiert so ein Werkzeug, welches konstant Fehler von weniger als 20 % aufweist und so auch zur Verifikation des analytischen Modells verwendet werden kann. Das analytische Modell ist zwar nur begrenzt einsetzbar, besticht aber durch seine geringe Komplexität und kann für die Optimierung von Wanderkeilaktoren hervorragend verwendet werden. Des Weiteren kann durch den Kurvenverlauf des analytischen Modells die Sinnhaftigkeit der Vergleichsgröße w_0/d_0 bestätigt werden. So ist die Tendenz hin zu einem kleinen Fehler bei einem erhöhten Verhältnis von w_0/d_0 unübersehbar.

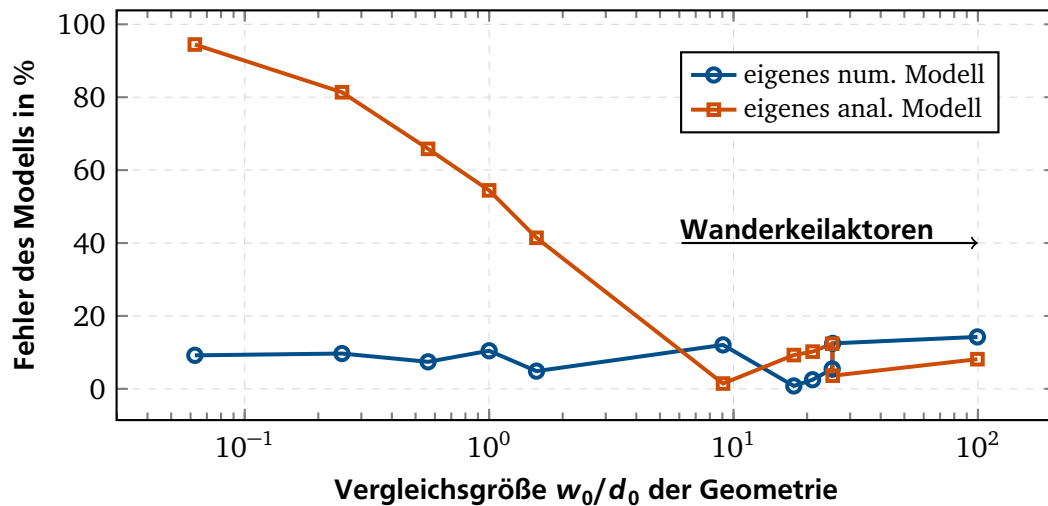


Abbildung 5.10: Fehler der eigenen Modelle in Abhängigkeit von der Geometrie. Der Fehler ist relativ zum realen Messwert zu sehen, wobei die Messwerte unterschiedlichen Publikationen [33, 98, 99, 100, 101] entnommen sind. Die Messwerte und die relevanten physikalischen Größen der unterschiedlichen Geometrien sind im Anhang F zu finden. Es wird deutlich, dass das numerische Modell für alle Geometrien Abweichungen $<20\%$ liefert, was für die meisten Zwecke ausreichend sein sollte. Das von Hesse [93] abgeleitete analytische Modell ist wie erwartet nur für typische Wanderkeilaktoren mit großer Krümmung und kleinem Anfangsspalt geeignet, erfüllt aber damit im Gegensatz zu allen anderen analytischen Modellen seinen Zweck.

5.3 Grenzen bezüglich der elektrischen Eigenschaften des Wanderkeilaktors

In den vorangegangenen Abschnitten wurde die Pull-In-Spannung und die resultierende Kontaktkraft in Abhängigkeit von den mechanischen Eigenschaften des Systems abgeleitet. In diesem Abschnitt soll ein Zusammenhang zwischen der Kontaktkraft und der Pull-In-Spannung hergestellt werden. Begrenzt wird die Leistungsfähigkeit von der elektrischen Seite, wenn man annimmt, dass eine bestimmte elektrische Spannung nicht überschritten werden darf. Damit bei dieser Spannung ein Pull-In erfolgt, müssen die Parameter d und R so angepasst werden, dass die Pull-In-Spannung nicht überschritten wird. Die zur Verfügung stehende Spannung wird einerseits durch die Elektronik begrenzt, die die Spannung zur Verfügung stellen soll. Andererseits durch die Durchbruchfeldstärke und Dicke des Dielektrikums:

$$U_{\text{Pull-In}} < U_{\text{Max}} = E_{\text{Max}} \cdot d_{\text{diel}} \quad (5.23)$$

5.3.1 Zur Verfügung stehende Isolatoren

Für den Aufbau von Aktoren stehen die in Kapitel 4.4 experimentell untersuchten dielektrischen Schichten zur Verfügung. Da die Durchbruchfeldstärke ein stark streuender Wert ist (siehe Abb. 4.12), wird die maximal zulässige Feldstärke auf eine Ausfallwahrscheinlichkeit von 25 % festgelegt. Somit erhält man die in Tabelle 5.1 dargestellten maximalen Durchbruchspannungen.

Zusätzlich zur Begrenzung der Aktorspannung durch das Dielektrikum wird diese durch die zur Verfügung stehende Ansteuerelektronik beschränkt. Die Elektronik liefert eine maximale Spannung von 150 V. Somit ist die Spannung im Fall von Siliziumdioxid und Polyimid durch die maximale Ansteuerspannung begrenzt, im Fall von Siliziumnitrid begrenzt die Durchbruchfeldstärke die maximale zulässige Spannung. Diese Werte werden für die Modellierung weiter verwendet.

Tabelle 5.1: Zur Verfügung stehende dielektrische Schichten.

Material	Schichtdicke	ϵ_R	Durchbruchspannung
SiO ₂ thermisch	500 nm	3,7	265 V
Si ₃ N ₄ PECVD	500 nm	7,8	50 V
Polyimid	2200 nm	3,2	440 V

5.3.2 Theoretische Eigenschaften unterschiedlicher Isolatoren

Neben der Beschränkung auf verfügbare dielektrische Schichten können auch die Grenzen des theoretisch Möglichen untersucht werden. Hier stellt sich die Frage, welcher Isolator für eine maximale Performance zu wählen ist. Wenn man allein die elektrischen Eigenschaften Durchbruchfeldstärke und relative Permittivität betrachtet, stellt man fest, dass die Maximalwerte über die unterschiedlichen Materialien hinweg miteinander korrelieren (Abb. 5.11). Dieser Zusammenhang wird durch die Poole-Frenkel-Emission von Elektronen in großen elektrischen Feldern erklärt [78].

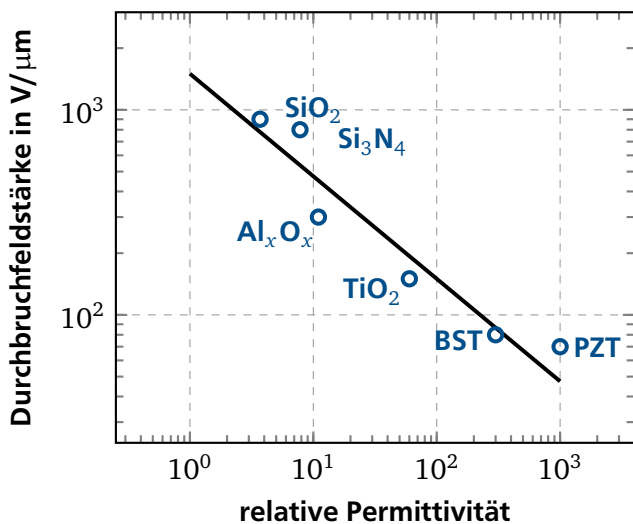


Abbildung 5.11: Durchbruchfeldstärke in Abhängigkeit von der Dielektrizitätskonstante bei verschiedenen Materialien nach [78].

Die gezeigte Kurve lässt sich mit der Funktion

$$E_{\text{Max}}(\epsilon_R) \approx \frac{1500}{\sqrt{\epsilon_R}} \text{ V}/\mu\text{m} \quad (5.24)$$

beschreiben.

5.3.3 Bestimmung der elektrostatischen Grenzen

Durch die analytische Beschreibung der Kontaktkraft (Gleichung 5.4) und der Pull-In-Spannung (Gleichung 5.22), sowie den elektrischen Eigenschaften der zur Verfügung stehenden Materialien lassen sich nun die maximalen Kontaktkräfte bestimmen. Als erster Schritt wird hierfür aus der Gleichung für die Pull-In-Spannung, unter Berücksichtigung der elektrischen Eigenschaften, ein Zusammenhang zwischen dem Krümmungsradius und der Balkendicke hergestellt:

$$R = \sqrt{\frac{(d_{\text{luft}} + \frac{d_{\text{diel}}}{\epsilon_R}) \cdot E \cdot d_{\text{Akt}}^3}{12 \cdot \epsilon_0 \cdot U_{\text{Pull-In}}^2}} \quad (5.25)$$

Die Pull-In-Spannung ist in diesem Fall natürlich so zu wählen, dass das Dielektrikum nicht zerstört wird. Um die Grenzwerte materialübergreifend für ideale Isolatoren zu beschreiben, kann der Zusammenhang aus Gleichung 5.24 in die obige Gleichung eingesetzt werden. Vernachlässigt man den Anfangsluftspalt, den es für große Kräfte sowieso zu minimieren gilt, kürzt sich die relative Permittivität und die notwendige elektrische Spannung aus der Gleichung:

$$R_{\text{ideal}} = \sqrt{\frac{E \cdot d_{\text{Akt}}^3}{12 \epsilon_0 \cdot 1500 \text{ V}/\mu\text{m} \cdot d_{\text{diel}}}} \quad (5.26)$$

Dies bedeutet, dass die Leistungsfähigkeit bei einer bestimmten Schichtdicke des Dielektrikums unabhängig von dessen Material ist, solange das Dielektrikum eine ideale Schichtqualität aufweist. Nur die elektrische Spannung lässt sich beim Einsatz eines Materials mit hohem ϵ_R reduzieren.

Mit den so erhaltenen Gleichungen lässt sich die Leistungsfähigkeit in Bezug auf die elektrischen Restriktionen einfach darstellen. In Abb. 5.12 sind die Kurven zusammen mit dem Konturplot der Kraft für den später zum Einsatz kommenden Parametersatz abgebildet.

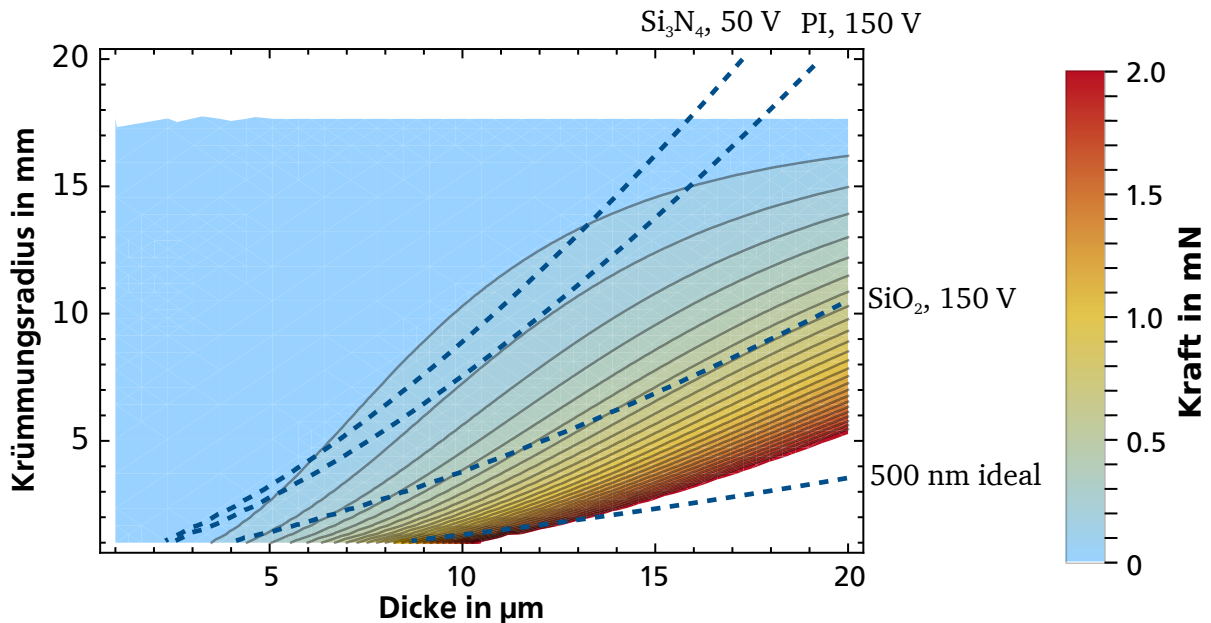


Abbildung 5.12: Grenzen des elektrostatischen Wanderkeils für die unterschiedlichen Isolatoren. Das Ergebnis bezieht sich auf denselben Parametersatz, wie in Abb. 5.3. Zusätzlich wird ein Anfangsluftspalt von 50 nm angenommen. Die Grenzwerte der zur Verfügung stehenden dielektrischen Schichten sind in Tabelle 5.1 dargestellt. Für den idealen Isolator mit 500 nm Dicke wird kein Luftspalt angenommen, die Pull-In-Spannung ergibt sich aus der relativen Permittivität des jeweiligen Materials.

Das Diagramm verdeutlicht in erster Linie, welchen Einfluss die Wahl des Isolators auf die Performance hat. Des Weiteren wird der Einfluss der richtigen Wahl von R und d ersichtlich. Um die maximale Kraft für eine Anordnung zu erhalten, müssen die beiden Formeln für die Kraft und die Pull-In-Spannung kombiniert werden. Durch eine Extrempunktbestimmung der erhaltenen Funktion kann dann eine optimale

Geometrie gefunden werden. Diese Berechnungen sind im Anhang (G) zu finden. Das Ergebnis sind die folgenden Gleichungen:

$$R = \frac{l^2}{4 \cdot w_{\max}} \quad (5.27)$$

$$d_{\text{Akt}} = \sqrt[3]{\frac{12 \cdot U_{\text{Pull-In}}^2 \cdot \epsilon_0 \cdot R^2}{\left(d_{\text{luft}} + \frac{d_{\text{diel}}}{\epsilon_R}\right) \cdot E}} \quad (5.28)$$

Mit diesen ideal angepassten Parametern lässt sich dann die maximale Kraft in Abhängigkeit von den elektrischen Randbedingungen bestimmen:

$$F_{\text{Max}} = \frac{3l}{16w_{\max}} \cdot b \cdot \frac{U_{\text{Pull-In}}^2 \epsilon_0}{\left(d_{\text{luft}} + \frac{d_{\text{diel}}}{\epsilon_R}\right)} \quad (5.29)$$

5.4 Mechanische Grenzen

Die vorangegangenen Betrachtungen beziehen sich alle auf die elektrischen Eigenschaften des Systems und ihre Auswirkungen auf die erzielbaren Kräfte. Bei der Untersuchung der maximalen Leistungsfähigkeit von Wanderkeilaktoren spielen aber auch die mechanischen Eigenschaften eine Rolle. Dies ist der Fall, da die Hauptkomponente des Systems ein flexibles Element ist, welches konstant einer Biegebelastung ausgesetzt ist. Des Weiteren müssen für die Krümmung der Elektrode intrinsische Spannungen ins System eingebracht werden, die schon während der Herstellung zu einer Zerstörung des Aktors führen können.

5.4.1 Restriktionen durch endliche Streck- und Dehngrenze

Wie stark sich ein Material vor einer plastischen Verformung deformieren lässt, wird durch die Streckgrenze beschrieben. Im Fall des Wanderkeilaktors wird die gekrümmte Elektrode durch das Auf- und Abrollen immer wieder belastet. Unabhängig davon, welche intrinsischen Spannungen in das Material eingebracht wurden, erfahren die äußeren Schichten - die Randfasern - die größten Belastungen. Somit ist der Aktor in der Dicke und dem Biegeradius der gekrümmten Elektrode durch die Streckgrenze eingeschränkt. Die maximale Dehnung in den Randfasern der Struktur ergibt sich aus Gleichung 5.18:

$$\epsilon_{\max} = \frac{\sigma_{\max}}{E} = \frac{d_{\text{Akt}}}{2 \cdot R} \quad (5.30)$$

Somit ist auch für diese Randbedingung ein Zusammenhang zwischen R und d hergestellt. Wie schon bei den elektrischen Randbedingungen lassen sich durch Extremwertbetrachtungen auch hier ideale Parameter und eine maximale Kraft bestimmen:

$$R = \frac{l^2}{3w_{\max}} \quad (5.31)$$

$$F(w_{\max}) = \frac{1}{27} \cdot \frac{b \cdot \sigma_{\max}^3 \cdot l^3}{w_{\max}^2 \cdot E^2} \quad (5.32)$$

Wie sich diese Restriktion auf die maximalen Kräfte auswirkt, ist in Abb. 5.18 dargestellt.

5.4.2 Herstellungsbedingte Restriktionen

Bei der Herstellung der gekrümmten Elektroden traten immer wieder Probleme auf, die durch die hohen intrinsischen Spannungen in der vorgespannten Galvanikschicht entstehen. Die daraus resultierenden Kräfte (siehe Abb. 5.13) können ab einem bestimmten Punkt zur Zerstörung des Systems führen. So konnten abhängig von der Prozessierung unterschiedliche Probleme bei zu großen intrinsischen Spannungen beobachtet werden. Bei Aktoren, welche mit Chromhaftschrift unter den gekrümmten Elektroden hergestellt wurden (siehe Abb. 4.2), konnte eine Zerstörung des Dielektrikums festgestellt werden (siehe Abb. 5.14). Um dieses Problem zu umgehen, wurde ein Prozess etabliert, welcher eine Strukturaufbau

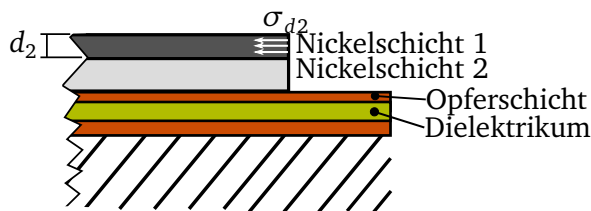


Abbildung 5.13: Intrinsische Spannungen im Schichtverbund während der Herstellung. Die mechanischen Spannungen können zu einer Zerstörung des Systems führen.

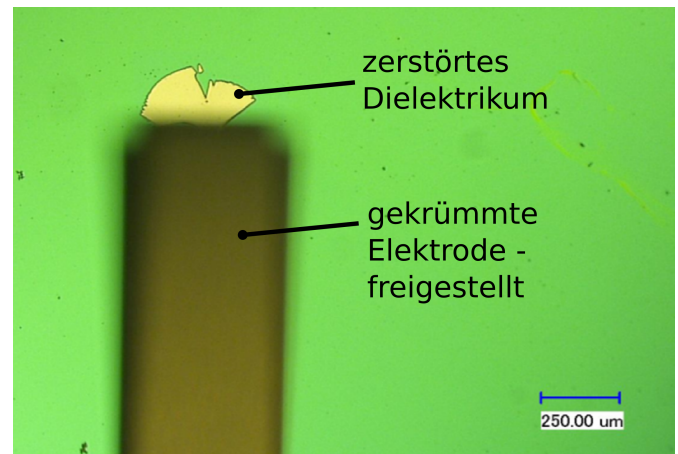


Abbildung 5.14: Aufnahme einer zerstörten dielektrischen Schicht (thermisches Oxid). Die Aufnahme zeigt die Waferoberfläche von oben. Die gekrümmte Elektrode ragt aus der Ebene heraus und gibt so den Blick auf das Dielektrikum frei.

rierung der Haftschrift vorsieht, um die Haftung unter der gekrümmten Elektrode zu verringern. Durch die verringerte Haftung tritt in diesem Fall aber bei großen intrinsischen Spannungen das Problem auf, dass die Strukturen vorzeitig vom Substrat abreißen und der Wafer dann nicht weiter prozessiert werden kann. Beide Probleme treten bei ungefähr den gleichen intrinsischen Spannungen auf. Um dieses Problem zu quantifizieren werden Messungen an unterschiedlichen Strukturen durchgeführt und ein Modell für den Ausfall hergeleitet, welches für unterschiedliche Schichtdicken und Schichtspannungen gültig sein soll. Bei diesem Phänomen ist zu berücksichtigen, dass die erhaltenen Werte nur für die verwendeten Materialsysteme und Prozesse ihre Gültigkeit haben.

Um die Auswirkungen der Materialspannungen zu quantifizieren wurden Finite-Elemente-Simulationen durchgeführt. Durch das Einbringen der intrinsischen Spannungen soll die Auswirkung der Spannung auf die Grenzschicht untersucht werden. In Abb. 5.15 ist eine Ecke des Modells dargestellt. Es lässt sich erkennen, dass es an den Ecken zu einer sehr hohen Konzentration der Spannungen kommt. Durch diese so genannten Singularitäten ist es aber unmöglich, auf vertrauenswürdige Werte zu kommen, da die maximale Spannung bei der Simulation von der Meshgröße abhängt und bei einer Verkleinerung des Meshs nicht konvergiert.

Die Bestimmung der maximal zulässigen Spannungen erfolgt somit experimentell. Hierzu kommen die gleichen Teststrukturen wie in Kapitel 3.5.1 zum Einsatz. Als Isolator wird thermisches Oxid auf Silizium gewählt. Der weitere Prozess basiert auf einer Aluminium-Opferschicht, wie in Kapitel 4.3.1 beschrieben. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.16 dargestellt.

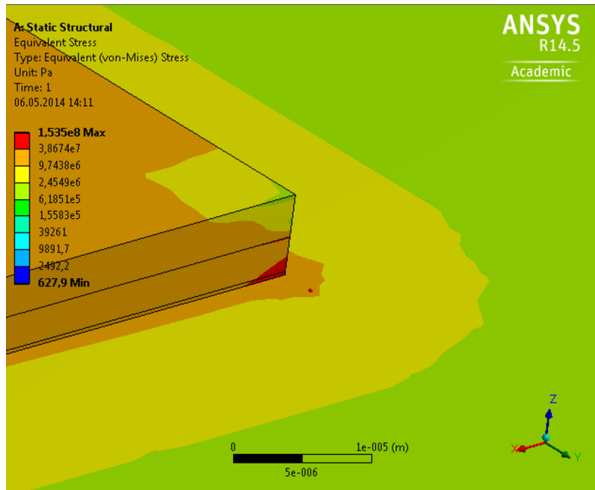


Abbildung 5.15: Simulation der mechanischen Belastung durch intrinsische Spannungen (100 MPa in der oberen Schicht). Dargestellt ist eine Ecke des Schichtverbunds vor der Freistellung des Balkens. Die Spannungen konzentrieren sich am Übergang zwischen Substrat und Nickelbalken. Die Maximalwerte der Spannungen sind mit Vorsicht zu genießen, da diese durch die scharfe Kante im System von der Meshgröße abhängen. In diesem Beispiel wurde eine Meshgröße von $5 \times 5 \mu\text{m}$ in der Ebene und $0,5 \mu\text{m}$ in z-Ebene gewählt.

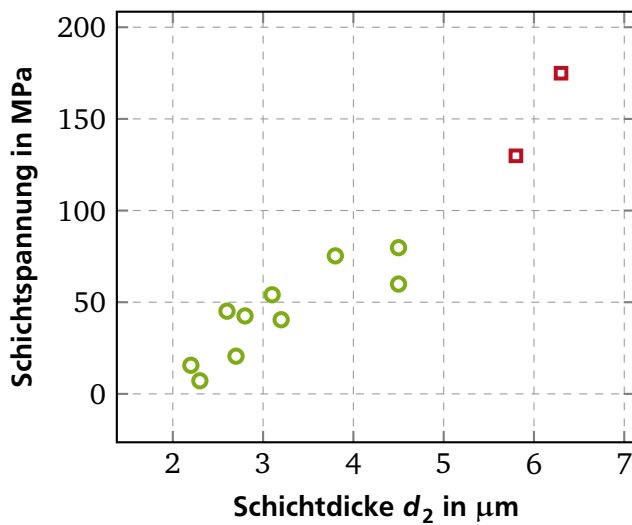


Abbildung 5.16: Messergebnisse zum mechanischen Versagen in Abhängigkeit der Schichtdicke d_2 und der Schichtspannung der vorgespannten Schicht. Die grün gekennzeichneten Strukturen konnten ohne Probleme gefertigt werden, bei den roten Strukturen hat sich der gekrümmte Balken vorzeitig vom Substrat gelöst. Die Schichtspannung ist genau genommen die Schichtspannungsdifferenz $\Delta\sigma = \sigma_{d2} - \sigma_{d1}$, da sich nur diese für jede Struktur eigenständig bestimmen lassen. Es ist aber davon auszugehen, dass die Schichtspannung $\sigma_{d1} \approx 0$ ist.

In der Abbildung wird die Zerstörung des Dielektrikums in Abhängigkeit von der Schichtspannungsdifferenz $\Delta\sigma = \sigma_{d2} - \sigma_{d1}$ und der Schichtdicke d_2 dargestellt. Aus dem Diagramm wird aber aufgrund der geringen Anzahl an unterschiedlichen Messwerten nicht eindeutig ersichtlich, wie der Zusammenhang zwischen den einzelnen Parametern und der Zerstörung ist. Dieser Zusammenhang wird über das Kräftegleichgewicht an der Kante des Nickelbalkens hergeleitet (Abb. 5.17). Ausschlaggebend für eine Zerstörung des Balkens ist dann die Linienlast q_{Substrat} , welche am Übergang zwischen Substrat und Balken auf die oberen Schichten des Substrats wirkt:

$$F_{\sigma} = F_{\text{Substrat}} \quad (5.33)$$

$$\sigma_{d2} \cdot b \cdot d_2 = q_{\text{Substrat}} \cdot b \quad (5.34)$$

$$q_{\text{Substrat}} = \sigma_{d2} \cdot d_2 \quad (5.35)$$

Auf Basis dieser Betrachtungen und der Messergebnisse erhält man so eine maximale Linienlast von 500 N/m . Um die maximalen Kräfte abzuleiten, die durch diese Randbedingung begrenzt werden, muss nun wie in den vorangegangenen Abschnitten ein Zusammenhang zwischen R und d_{Akt} abgeleitet werden. Dies geschieht auf Basis des spannungsabhängigen Krümmungsradius (Gleichung 3.9). Wenn man

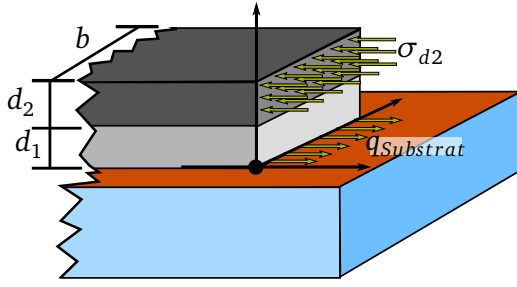


Abbildung 5.17: Visualisierung des Kräftegleichgewichts an der Kante der vorgespannten Struktur vor dem Freistellen. Die Spannungen σ_{d2} im Material resultieren in einer Linienlast q_{Substrat} am Übergang zwischen Substrat und Balken.

den Term $\sigma_{d2} \cdot d_2$ durch die maximale zulässige Linienlast q_{Smax} ersetzt, erhält man folgenden Ausdruck:

$$R = \frac{1}{6} \frac{E \cdot (d_1 + d_2)^3}{\sigma_{d2} d_1 d_2} \quad (5.36)$$

$$R = \frac{1}{6} \frac{E \cdot d_{\text{Akt}}^3}{q_{\text{Smax}} d_1} \quad (5.37)$$

In der Gleichung ist nun noch d_1 enthalten. Auch ohne eine weitere Differenzierung der Gleichung stellt man fest, dass ein minimaler Krümmungsradius bei minimalem d_2 und maximalem d_1 erreicht werden. Somit ist durch diesen Zusammenhang allein keine Beschränkung der Kontaktkraft ersichtlich. Weiter muss aber beachtet werden, dass die einzelnen Schichten nicht unendlich dünn sein dürfen und es sollte bedacht werden, dass die maximalen intrinsischen Spannungen spätestens bei der Bruchfestigkeit σ_{max} erreicht ist. Für Nickel liegt diese laut [64] bei 500 MPa. Aus der maximalen Linienlast von 500 N/m würde dies in einer minimalen Schichtdicke $d_{2\text{min}} = 1 \mu\text{m}$ resultieren, was sich auch in der Herstellung als sinnvolle untere Grenze erweist. So kann nun ein Ausdruck gefunden werden, der einen Zusammenhang zwischen der Gesamtschichtdicke d_{Akt} und einem minimalen Krümmungsradius R_{min} herstellt.

$$R = \frac{1}{6} \frac{E \cdot d_{\text{Akt}}^3}{q_{\text{Smax}} (d_{\text{Akt}} - d_{2\text{min}})} \quad (5.38)$$

Unter den gezeigten Randbedingungen kann nun ebenfalls wieder eine optimale Geometrie gefunden werden. Hierzu wird ein Ausdruck für die Kontaktkraft F in Abhängigkeit von d_{Akt} , $d_{2\text{min}}$ und q_{Smax} aufgestellt und nach d_{Akt} abgeleitet um den Punkt mit der größtmöglichen Kraft zu bestimmen. So erhält man die ideale Schichtdicke bezüglich dieser Randbedingung:

$$d_{\text{Akt}} = \sqrt{\frac{q_{\text{Smax}} l^2}{w_{\text{max}} E}} \quad (5.39)$$

Der zugehörige Krümmungsradius ergibt sich aus Gleichung 5.38. Damit ergibt sich folgender Ausdruck für die maximale Kraft:

$$F(w_{\text{max}}) = \left(\frac{3l^2 \cdot q_{\text{Smax}} \left(\sqrt{\frac{q_{\text{Smax}} l^2}{w_{\text{max}} E}} - d_{2\text{min}} \right)}{E \cdot \sqrt{\frac{q_{\text{Smax}} l^2}{w_{\text{max}} E}}^3} - w_{\text{max}} \right) \frac{E \cdot b \cdot \sqrt{\frac{q_{\text{Smax}} l^2}{w_{\text{max}} E}}^3}{4l^3} \quad (5.40)$$

Die mechanischen Restriktionen lassen sich wie schon die elektrischen zusammen mit dem Konturplot der Kraft darstellen (Abb. 5.18). Eingezeichnet ist die Limitierung durch die Streckgrenze des Materials (als σ_{max} bezeichnet), die herstellungsbedingte Limitierung für den Fall, dass die vorgespannte Schicht eine Dicke von $1 \mu\text{m}$ besitzt und für den Fall, dass die beiden Schichtdicken gleich groß sind. Es wird ersichtlich, dass die Streckgrenze des Materials nicht weiter beachtet werden muss, da die Herstellung der limitierende Faktor darstellt. Dass eine möglichst geringe Schichtdicke d_2 sinnvoll ist, wurde schon bei den vorangegangenen Überlegungen deutlich.

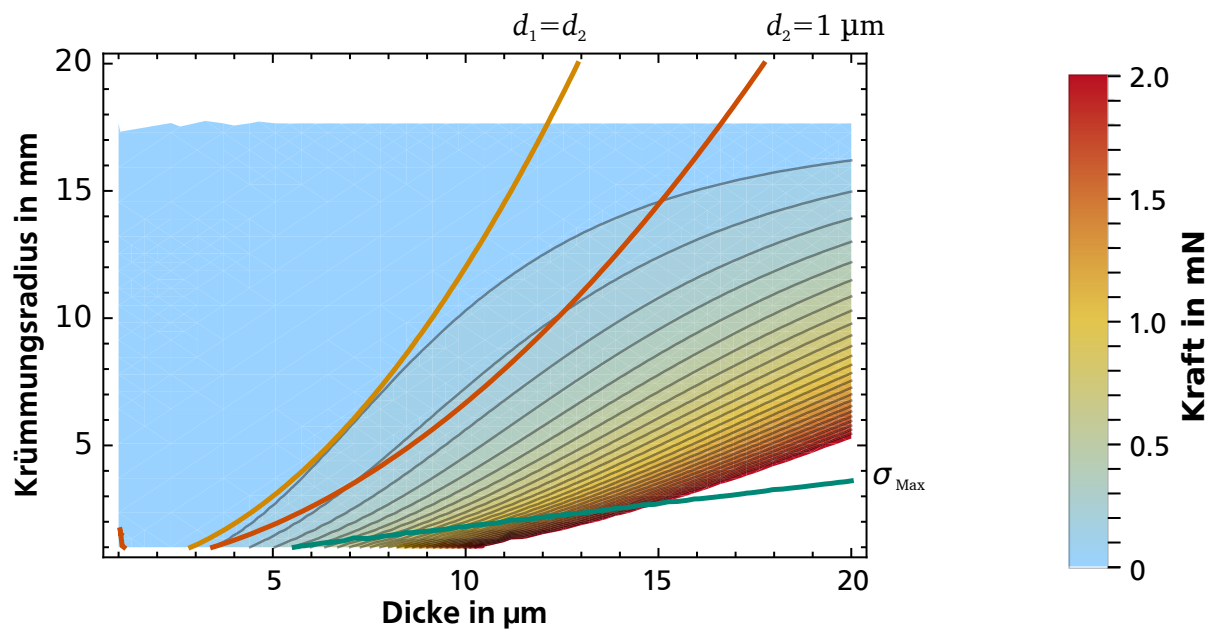


Abbildung 5.18: Mechanische Grenzen bei Wanderkeilaktoren aus Nickel. Das Ergebnis bezieht sich auf denselben Parametersatz, wie in Abb. 5.3. Für die Limitierung durch die Streckgrenze wird ein Wert von $\sigma_{\text{Max}} = 500 \text{ MPa}$ angenommen. Für die herstellungsbedingte Limitierung (gelb und orange Kurve) wird eine maximale zulässige Linienlast von $q_{\text{Smax}} = 500 \text{ N/m}$ angenommen.

5.5 Gegenüberstellung der unterschiedlichen Restriktionen

Zum Vergleich der unterschiedlichen Restriktionen beim Wanderkeilaktor, werden die erstellten Kurven zusammengefasst. Diese sind in Abb. 5.19 dargestellt.

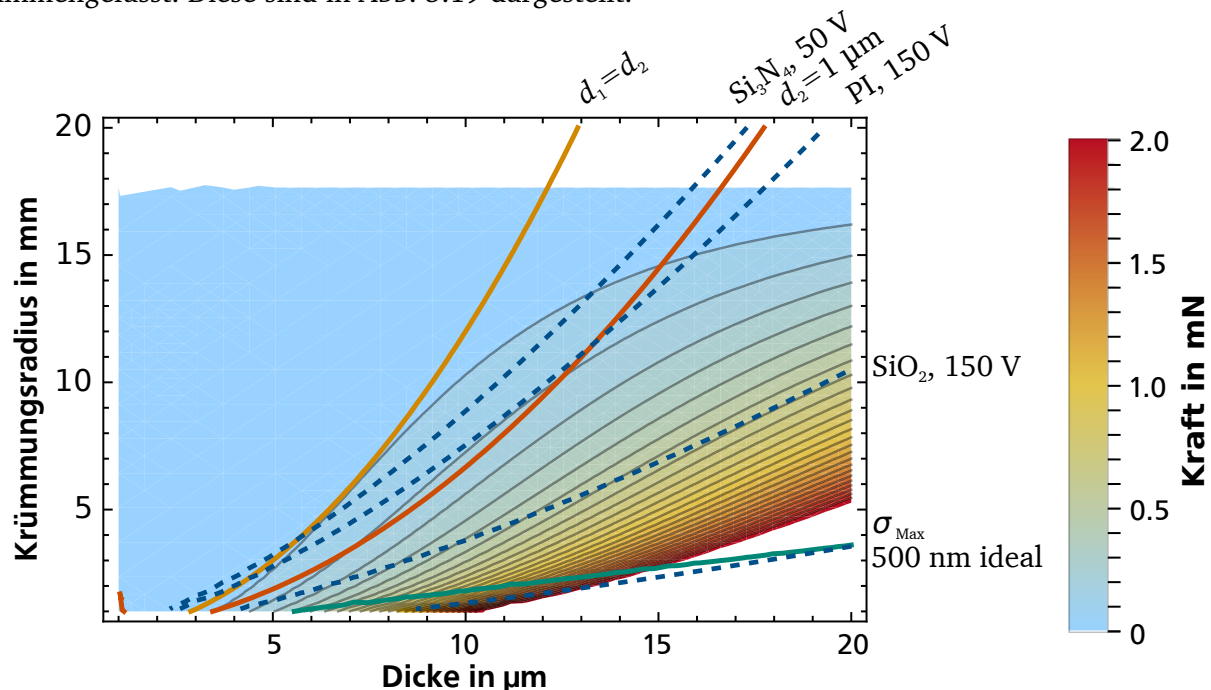


Abbildung 5.19: Zusammenfassung der einzelnen Restriktionen in Bezug zur darstellbaren Kontaktkraft. Die einzelnen Kurven entstammen den vorangegangenen Schaubildern, woraus die zu Grunde liegenden Details zu entnehmen sind.

Es wird deutlich, dass der limitierende Faktor für unterschiedliche Anordnungen jeweils eine andere sein kann und sich die Kurven auch teilweise kreuzen. Für die Verwendung von thermischem Oxid als Dielektrikum wird die Kraft durch die herstellungsbedingten Restriktionen limitiert. Bei der Anordnung mit Polyimid als Isolator wechseln sich die mechanische und die elektrische Limitierung ab. Das verwendete Siliziumnitrid hingegen stellt für sinnvolle Kombinationen der beiden Schichtdicken d_1 und d_2 die limitierende Größe dar.

5.6 Charge-Trapping, Bipolare Ansteuerung und die Schaltgeschwindigkeit

Für die Grenzen der Kraft des elektrostatischen Aktors war es bis jetzt ausreichend, den Isolator als ideale nicht leitende Schicht mit einer relativen Permittivität und einer Durchbruchfeldstärke zu betrachten. Diese Betrachtung ist für den späteren zuverlässigen Betrieb aber nicht ausreichend. Das Problem des Charge-Trappings, also das Einfangen von Ladungsträgern, ist in der Forschung bei elektrostatischen Aktoren, welche bis zum Pull-In betrieben werden, hinlänglich bekannt [5, 102]: Durch ein Aufladen des Dielektrikums wird der Schalter daran gehindert nach Abschalten der angelegten Spannung in seine Ausgangslage zurückzukehren (siehe Abb. 5.20). Dieses Anhaften von beweglichen Strukturen am Substrat

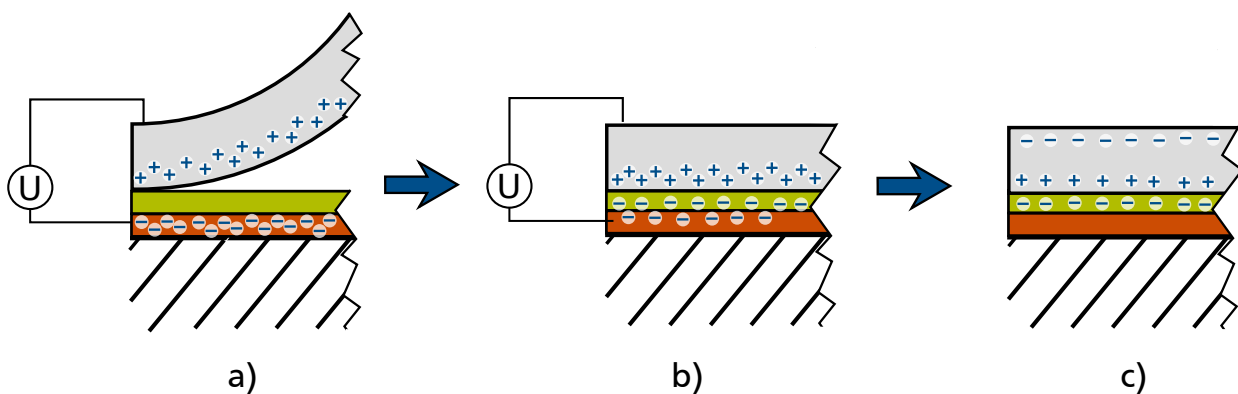


Abbildung 5.20: Charge-Trapping im Isolator: Nach Anlegen einer Spannung an beide Elektroden (a) legt sich die gekrümmte Elektrode auf das Dielektrikum auf. Einige Ladungsträger werden im Dielektrikum gefangen (b). Nach dem Entfernen der Spannung bleibt eine Restladung im Dielektrikum, wodurch die gekrümmte Elektrode weiter auf das Substrat gezogen wird (c).

wird auch als Stiction bezeichnet. Es kann aber auch geschehen, dass sich elektrische Ladungen nach dem Pull-In an der Oberfläche des Isolators ansammeln und die Kraft auf die gekrümmte Elektrode so stark reduzieren, dass diese trotz angelegter Spannung in Ihren Ausgangszustand zurück springt (siehe Abb 5.21). Eine Ansammlung der damit verbundenen Probleme ist in [103] zu finden.

5.6.1 Ursachen für Aufladungseffekte

Beim Dielektrikum kann zwischen einer Oberflächenladung und einer Ladung im Volumen (Bulk) des Materials unterschieden werden. Das Einfangen von Ladungsträgern in das Material kann durch die Pool-Frenkel-Emission beschrieben werden [104, S.228]. Demnach können Elektronen durch thermische Fluktuationen so viel Energie erhalten, dass sie ins Leitungsband des Isolators gehoben werden. Aufgrund des elektrischen Feldes wandern die freigesetzten Elektronen dann im Isolator in Richtung des elektrischen Feldes bis sie wieder ins Valenzband des Isolators fallen und dort verbleiben. Die Emission von Elektronen und der Ladungstransport sind beide abhängig von der Höhe des elektrischen Feldes. Aus

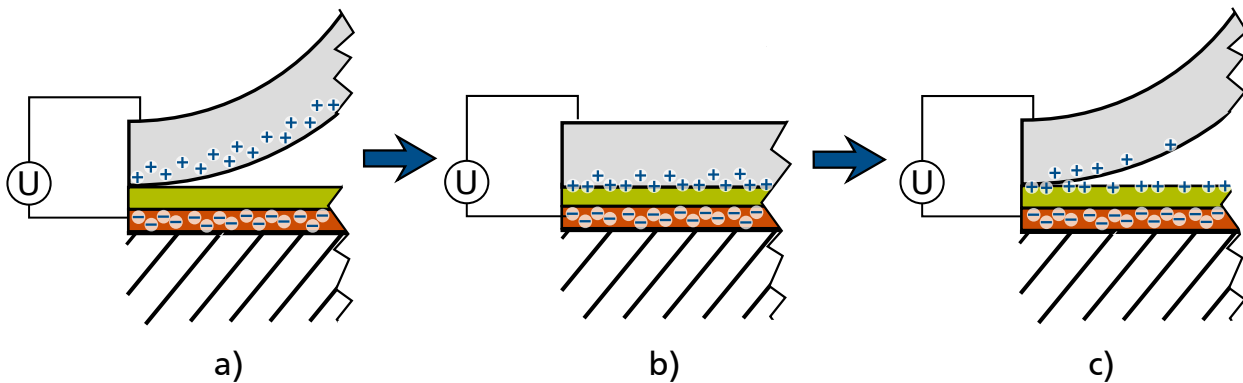


Abbildung 5.21: Charge-Trapping an der Oberfläche des Isolators: Nach Anlegen einer Spannung an beide Elektroden (a) legt sich die gekrümmte Elektrode auf das Dielektrikum. Die Ladungsträger in der gekrümmten Elektrode wandern auf die Oberfläche des Dielektrikums (b), wodurch sich die Kraft auf die gekrümmte Elektrode verringert und diese trotz angelegter Spannung in ihren Ausgangszustand zurück springt (c).

diesem Grund ist auch die Lebensdauer eines Pull-In-Aktors vom elektrischen Feld im Isolator abhängig [102].

Das Aufladen der Oberfläche eines Isolators entsteht laut [105] durch das Einfangen von freien Ladungsträgern. Sobald sich die gekrümmte Elektrode auf das Dielektrikum auflegt, können die Elektronen auch aus der leitfähigen Elektrode kommen. Weiter kann beobachtet werden, dass sich die Leitfähigkeit einer Oberfläche mit steigender Luftfeuchtigkeit erhöht [105, 106].

5.6.2 Ansätze zur Verhinderung von Aufladungseffekten

Zur Vermeidung von Ausfällen durch Aufladungseffekte gibt es Ansätze, die in vielen Publikationen beschrieben sind. Zur Verringerung der Oberflächeneffekte ist ein wichtiger Punkt die Kontrolle der Luftfeuchtigkeit [103]. Des Weiteren können die Oberflächen durch Self-Assembled-Monolayer hydrophobisiert werden [107, 108, 109, 110]. Zur Verringerung der Volumeneffekte kann insgesamt mit geringeren Feldstärken gearbeitet werden oder es kann nach Erreichen des Pull-Ins eine Spannungsreduktion stattfinden. Am Zuverlässigsten ist aber eine bipolare Ansteuerung des Aktors (Abb. 5.22). Durch eine Spannungsumkehr an beiden Elektroden kann so die Injektion von Ladungsträgern umgekehrt werden, wodurch die Aufladung im zeitlichen Mittel gleich 0 ist [5].

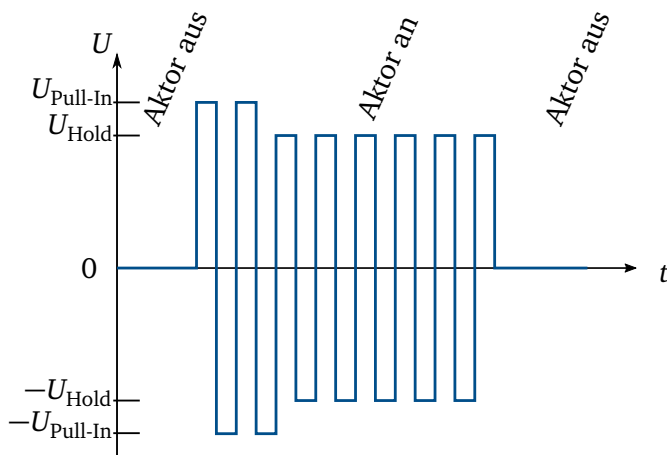


Abbildung 5.22: Verlauf der Ansteuerungsspannung bei bipolarer Anregung der Aktoren. Beim Einschalten wird ein Rechtecksignal in Höhe der Pull-In-Spannung auf den Aktor gegeben. Nach erfolgtem Pull-In reicht eine Rechtecksignal leicht über der Roll-Back-Spannung aus (U_{Hold}).

5.6.3 Anforderung an eine bipolare Ansteuerung

Für eine erhöhte Zuverlässigkeit des Systems ist die bipolare Ansteuerung essentiell. Durch die schnelle Umpolung des Anregungssignals wird ein Einfangen von Ladungsträgern im Dielektrikum verhindert. Auch wenn eine Aktuierung in beiden Zuständen stattfindet, existieren zwischen den Umpolvorgängen Zustände ohne eine elektrostatische Kraftwirkung. Wie lange diese sind, hängt von der Güte des Rechtecksignals ab. Diese wird anhand der Anstiegsrate des Signals quantifiziert. Wie groß die Anstiegsrate ist, hängt von der Art der Erzeugung und der Auslegung der Schaltung ab. Ein Vergleich hierzu erfolgt später. Die Anforderungen an die Güte des Signals leiten sich von der Resonanzfrequenz des gekrümmten Balkens ab. Mit der Resonanzfrequenz lässt sich die Geschwindigkeit bestimmen, mit der der flach aufliegende Balken zurück in seinen Ursprungszustand schnappt. Die Berechnung der Resonanzfrequenz eines einseitig eingespannten Balkens ist in [111, S.242] beschrieben. Die zugehörige Gleichung lautet:

$$f_0 = \frac{\kappa^2}{2\pi} \sqrt{\frac{E}{12 \cdot \rho}} \frac{d_{\text{Akt}}}{l^2} \quad (5.41)$$

Die erste Resonanzfrequenz erhält man für $\kappa = 1,875$. Über die Resonanzfrequenz bestimmt sich nicht nur die Anforderung an die Elektronik, sie bestimmt ebenfalls, wie schnell der Aktor geschaltet werden kann. Da in dieser Arbeit das Hauptaugenmerk auf eine optimierte Kraft gelegt wird, spielt die Geschwindigkeit des Aktors eine untergeordnete Rolle. Solange Schaltfrequenzen von $> 100 \text{ Hz}$ erreicht werden, ist dies ausreichend. In Abb. 5.23 ist die Resonanzfrequenz in Abhängigkeit von der Länge und der Dicke der Struktur für die später relevanten Parameter dargestellt. Die Resonanzfrequenz liegt zwischen 240 Hz für $l = 4 \text{ mm}$ und $d_{\text{Akt}} = 5 \text{ }\mu\text{m}$ und 2870 Hz für $l = 2 \text{ mm}$ und $d_{\text{Akt}} = 15 \text{ }\mu\text{m}$.

Für die Auslegung sollte aber zusätzlich berücksichtigt werden, dass die Spitze des Aktors ein verkürztes Balkenelement darstellt. Somit könnte es, auch wenn die Anstiegszeit der Elektronik kleiner als die Periodendauer des kompletten schwingenden Balkens ist, zu einem Abheben der Aktorspitze kommen. Je nachdem, welche Anhebung der Spitze noch tolerierbar ist, kommen so Resonanzfrequenzen bis über 1 MHz - bei $l_{\text{Spitze}} = 100 \text{ }\mu\text{m}$ und $d_{\text{Akt}} = 15 \text{ }\mu\text{m}$ zustande. Aus diesem Grund wird als Anforderung für die Elektronik eine Anstiegszeit von $1 \text{ }\mu\text{s} = \frac{1}{1 \text{ MHz}}$ gewählt. Die weiteren Anforderungen an die Ansteuerlektronik wurden entweder schon in den vorangegangenen Abschnitten dieses Kapitels erläutert oder sind von den Beschreibungen in [5] abgeleitet worden. Eine Zusammenfassung der Anforderungen ist in Tabelle 5.2 dargestellt.

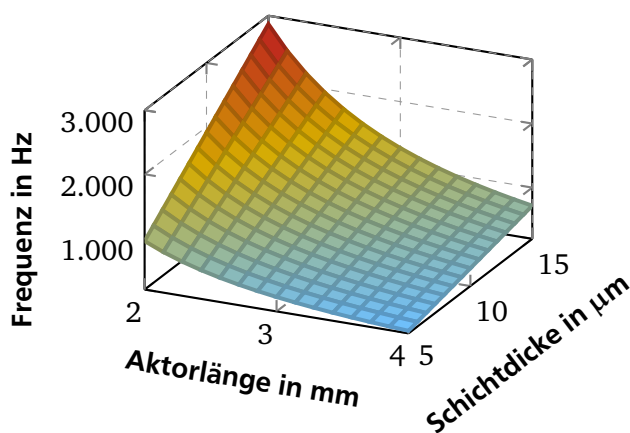


Tabelle 5.2: Anforderungen an die Elektronik

F/W	Anforderung	Wert
F	Spannungsbereich	± 50 bis $\pm 150 \text{ V}$
F	Anstiegszeit	$> 300 \text{ V}/\mu\text{s}$
F	Frequenzbereich	0 bis 5 kHz
W	Signalform	Variabel
F	Signalform	Rechteck

Abbildung 5.23: Resonanzfrequenz der gekrümmten Nickelstrukturen in Abhängigkeit von Länge und Dicke.

5.6.4 Vergleich unterschiedlicher Ansteuerelektroniken

Die Erzeugung der Rechtecksignale kann durch unterschiedliche Methoden erfolgen. Bei der Auswahl muss vor allem die hohe Spannung von $\pm 150\text{ V}$ in Kombination mit den schnellen Schaltzeiten beachtet werden. Das Schalten der Signale mit Relais wäre zwar für die erforderlichen Spannungen gut geeignet, jedoch ist eine Schaltzeit von $> 5\text{ ms}$ [112] nicht hinnehmbar. Dasselbe gilt für Optokoppler. Operationsverstärker für diese Spannungen existieren, die Auswahl ist dabei aber auf einen Anbieter beschränkt. Als weitere Möglichkeit kommen IGBTs (Isolated Gate Bipolar Transistor) in Frage. Diese zeichnen sich durch die höchsten Anstiegsraten aus, können aber als Schalter realisiert keine arbiträren Signalformen erzeugen. Dies ist z.B. hilfreich, wenn die Pull-In-Spannung nur zum Anziehen des Aktors aufgebracht wird und danach auf eine geringere Spannung geschaltet wird. Aus diesem Grund wurde in einer Abschlussarbeit [155] eine Ansteuerelektronik basierend auf dem Operationsverstärker Apex PA98 aufgebaut. Hiermit konnte bei einer Spannung von $\pm 150\text{ V}$ eine Anstiegszeit von $1,1\text{ }\mu\text{s}$ realisiert werden. Die maximale einstellbare Spannung ist mit $\pm 170\text{ V}$ leicht über den Anforderungen.

Für höhere Spannungen, kürzere Anstiegszeiten und für Aufbauten, bei denen der Energieverbrauch eine Rolle spielt, sollte eine Schaltung basierend auf IGBTs aufgebaut werden. Das zweistufige Ansteuerungssignal könnte in diesem Fall durch die Verwendung mehrerer IGBTs erzeugt werden.

5.7 Charakterisierung eigener Wanderkeilaktoren

Sämtliche vorangestellten Betrachtungen zur Herstellung und Auslegung von Wanderkeilaktoren werden für die Herstellung von funktionsfähigen Wanderkeilaktoren benötigt.

Nach der Berechnung der erforderlichen Schichtdicken und Krümmungsradien der gekrümmten Elektroden sind die Parameter für die galvanische Abscheidung zu bestimmen. Um Aktoren mit unterschiedlichen Eigenschaften auf einem Wafer herstellen zu können, werden Dummy-Strukturen unterschiedlicher Fläche um die Biegestrukturen herum angebracht. Durch Simulationen und erste Testabscheidungen werden die Galvanikparameter bestimmt, wie in Kapitel 3, Abb. 3.16 beschrieben. Die Parameter sind im Prozessprotokoll im Anhang C.1 zu finden.

In einem ersten Versuch werden Aktoren mit berechneten Aktuierungsspannungen von $23 - 77\text{ V}$ hergestellt. So sollte eine Aktuierung mit der vorhandenen bipolaren Spannungsquelle, welche max. 170 V liefert, ohne weiteres möglich sein. Bei diesen Aktoren soll die Pull-In-Spannung gemessen und mit berechneten Werten, welche sich aus dem beschriebenen analytischen Modell ergeben (siehe Gleichung 5.22), verglichen werden. Für die Berechnung der Pull-In-Spannung ist es notwendig, die Schichtdicke und den Krümmungsradius der gekrümmten Elektrode zu kennen. Die Messung der Schichtdicke d_{Akt} der Elektrode muss noch vor dem Freistellen des Aktors geschehen. Hierzu wird eine Messung mit dem Oberflächenprofilometer durchgeführt. Der Krümmungsradius ergibt sich aus der Balkenlänge l und der Leerlaufauslenkung w_0 des Balkens. Diese wird nach dem Freistellen mit dem Mikroskop Keyence VH-X gemessen. Neben der Untersuchung der Pull-In-Spannung soll bei diesen Aktoren auch die Kontaktkraft bestimmt werden. Diese wird über Gleichung 5.4 berechnet und bezieht sich auf einen Anschlag auf der Höhe $w_{\text{max}} = 255\text{ }\mu\text{m}$, dessen Wert sich aus den Erkenntnissen der folgenden Kapitel ergibt. Für die einzelnen Berechnungen wurden die in Tabelle 5.3 aufgelisteten Parameter verwendet.

Die gemessenen und berechneten Kenndaten der Aktoren sind in Tabelle 5.4 dargestellt. Die Aktuierung bei diesen Aktoren erfolgte unter Reinraumbedingungen, die Luftfeuchtigkeit wurde nicht reguliert. Die beschriebene bipolare Spannungsquelle mit einem Rechtecksignal von 1 kHz lieferte das Ansteuersignal. Die Spannung wurde so lange erhöht, bis ein Pull-In am Aktor sichtbar war.

Tabelle 5.3: Konstante Parameter bei allen charakterisierten Aktoren.

Parameter	Wert
E-Modul E	180 GPa
Länge gekrümmte Elektrode l	3 mm
Breite der gekrümmten Elektrode b	250 μm
Höhe des Anschlags w_{max}	255 μm
Dicke des Luftspalts d_{Luft}	50 nm
Dicke des Dielektrikums d_{diel}	500 nm
relative Permittivität des Dielektrikums ϵ_R	3,9

Tabelle 5.4: Pull-In-Spannungen von Aktoren des Wafers V2B-27 unter Reinraumatmosphäre. In der Tabelle sind die veränderlichen Parameter angegeben.

Aktorbezeichnung	a0	a1	a2	a3
Schichtdicke d_{Akt} in μm	9,7	7,9	6,9	6
Leerlaufauslenkung w_0 in μm	700	700	580	410
berechneter Biegeradius R in mm	6,8	6,8	8	11,2
berechnete Kontaktkraft F in μN	28	15	7,6	2,3
berechnete Pull-In-Spannung in V	77	57	39	23
reale Pull-In-Spannung in V	-	150	120	60

Es ist zu erkennen, dass bei diesen Aktoren die gemessene Pull-In-Spannung gegenüber der berechneten um den Faktor 2 - 3 größer ist. Für den Aktor mit den größten Kräften (a0) konnte aus diesem Grund keine Aktuierung mit der vorhandenen Spannungsquelle erfolgen. Warum die Spannungen um diesen großen Faktor von den Berechnungen abweichen, soll im Weiteren untersucht werden.

5.7.1 Einfluss der Luftfeuchtigkeit

Wie in [103] beschrieben, können Oberflächeneffekte auf dem Dielektrikum zu erhöhten Pull-In-Spannungen führen. Diese Effekte können durch die Reduktion der Luftfeuchtigkeit verringert werden. Deswegen wurden in einem weiteren Versuch Messungen unter Ausschluss von Luftfeuchtigkeit und unter reduziertem Luftdruck (0,45 bar) mit neuen Aktoren durchgeführt (siehe Tabelle 5.5). Hierfür wird ein Exsikkator verwendet, der mit Silikagel gefüllt ist. Jedoch waren auch in diesem Versuch die gemessenen Spannungen wesentlich höher als diejenigen in den Berechnungen.

Tabelle 5.5: Pull-In-Spannungen (PI) von Aktoren des Wafers V2B-31 unter Ausschluss von Luftfeuchtigkeit bei reduziertem Luftdruck. Bei zwei Aktoren konnten zwei Pull-Ins gemessen werden, wie in Abb. 5.24 dargestellt.

Aktorbezeichnung	b6	c5 1.PI	c5 2.PI	a2 1.PI	a2 2.PI
berechnete Pull-In-Spannung in V	26	56	-	26	-
reale Pull-In-Spannung in V (10 kHz)	102 ± 2	125 ± 8	154 ± 2	100*	165

* Mehrere Messungen zur Bestimmung des Messfehlers konnten wegen vorzeitiger Ausfälle nicht bei jedem Aktor durchgeführt werden.

Bei manchen Messungen konnte zudem ein zweistufiges Aktuierungsverhalten festgestellt werden. Beim ersten Pull-In wird der Aktor bis zu einem gewissen Punkt auf das Substrat gezogen. Wird die Spannung weiter erhöht, folgt dann auch die Spitze des Aktors (Abb. 5.24).

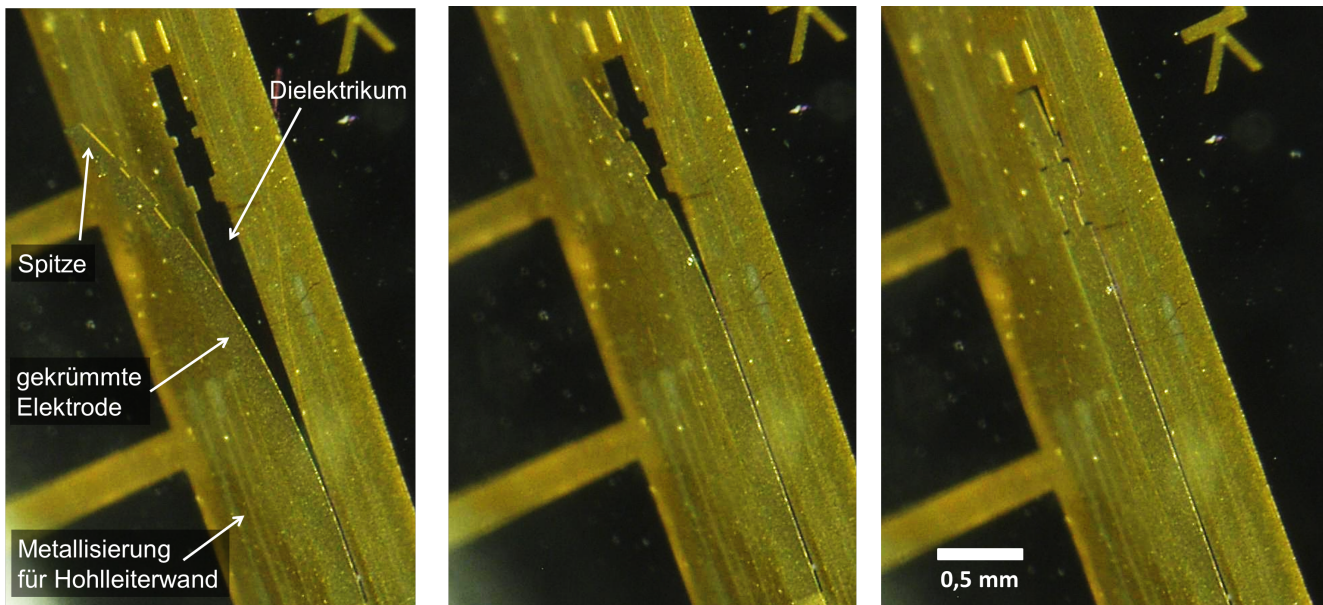


Abbildung 5.24: Aktuierung des Aktors mit zwei unterschiedlichen elektrischen Spannungen. Links ist der Aktor im nicht aktuierten Zustand zu sehen. In der Mitte mit einer angelegten Spannung über dem 1. Pull-In und rechts mit einer angelegten Spannung über dem 2. Pull-In.

Mit diesen Messungen konnte der Grund für die überhöhten Spannungen nicht gefunden werden. Jedoch hat sich durch die Messung eines zweistufigen Pull-In-Verhaltens ein weiterer Effekt gezeigt, der zur Klärung des Problems beitragen könnte.

Betrachtet man zusätzlich zur Pull-In-Spannung die Roll-Back-Spannung (Tabelle 5.6) bei diesen Versuchen, stellt man ebenfalls eine starke Abweichung zwischen Theorie und Praxis fest. Daraus lassen sich weitere Erkenntnisse ableiten: Der relativ hohe Wert lässt darauf schließen, dass Aufladungseffekte im Dielektrikum keine große Rolle spielen. Solche Effekte führen in der Regel zum Anhaften der Strukturen auf dem Substrat. Somit würde dies die Roll-Back-Spannung minimieren. Des Weiteren kann ausgeschlossen werden, dass der Luftspalt sehr viel größer als geplant ausgefallen ist, da dieser bei den gewählten Dimensionen einen großen Einfluss auf die Pull-In-Spannung, aber einen vernachlässigbar kleinen Einfluss auf die Roll-Back-Spannung hat.

Tabelle 5.6: Roll-Back-Spannungen von Aktoren des Wafers V2B-31 unter Ausschluss von Luftfeuchtigkeit bei reduziertem Luftdruck.

Aktorbezeichnung	b6	c5 1.PI	a2 1.PI
berechnete Pull-In-Spannung in V	26	56	26
reale Pull-In-Spannung in V (1 kHz)	108 ± 10	128 ± 8	126
berechnete Roll-Back-Spannung in V	21	47	21
reale Roll-Back-Spannung in V	86 ± 2	96 ± 3	93

5.7.2 Einfluss inhomogener Schichtdicke

Der erwähnte zweistufige Pull-In könnte durch zwei unterschiedliche Effekte zustande kommen. Entweder durch inhomogene Schichtdicken, die den Balken versteifen und so den Pull-In erhöhen, oder durch Verunreinigungen auf dem Dielektrikum. In diesem Abschnitt werden Messungen zur Schichtdicke des Balkens vorgestellt. Sollten diese in der Nähe der Einspannung, oder auch in den Randbereichen des Aktors stark überhöht sein, würde dies die Abweichung von der Berechnung erklären. Um die Homogenität der Schichtdicke zu prüfen wird das Höhenprofil eines Aktors, welcher noch nicht freigestellt wurde, vermessen (Abb. 5.25).

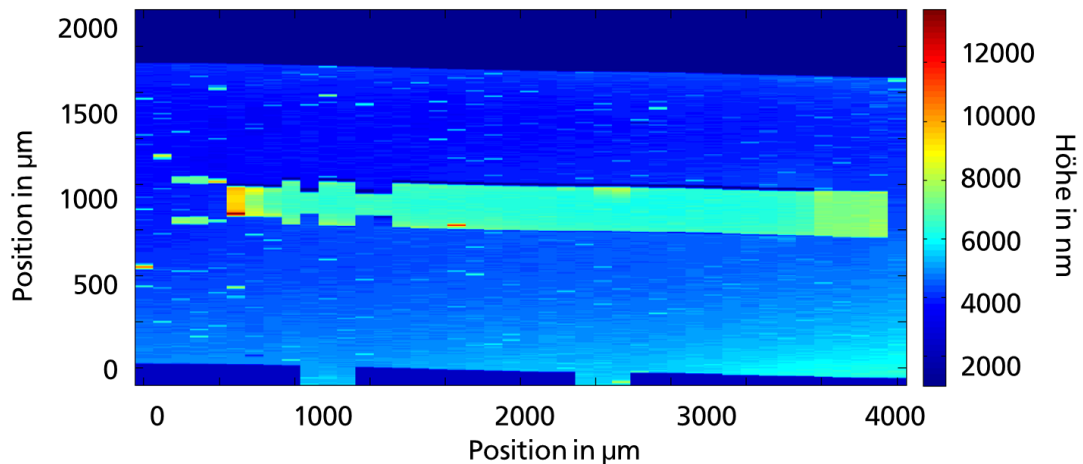


Abbildung 5.25: Höhenprofil des Aktors. Die Auflösung des Bildes ist durch die Schrittweite der Profilmessung in x-Richtung auf 100 µm beschränkt. Über einen großen Bereich ist die Schichtdicke der Elektrode sehr homogen, allein die Spitze des Aktors weist eine erhöhte Profilhöhe auf. Wie in Abb. 5.26 zu sehen, hat sich die Spitze aber vom Substrat gelöst, wodurch das Messergebnis an dieser Stelle verfälscht wurde.

Im Höhenprofil ist eine starke Erhöhung der Aktorspitze zu erkennen. Der restliche Balken hat eine homogene Dicke mit einer Standardabweichung von weniger als 4 %. Die starke Abweichung an der Spitze könnte zwar von einer verstärkten galvanischen Abscheidung herrühren, jedoch müsste der gleiche Effekt dann auch an der Einspannung auftreten. Bei einer Betrachtung der Aktorspitze mit dem Mikroskop (Abb. 5.26) ist zudem zu erkennen, dass sich die Spitze schon leicht vom Substrat abgelöst hat. Somit sind die Messungen an dieser Stelle verfälscht.

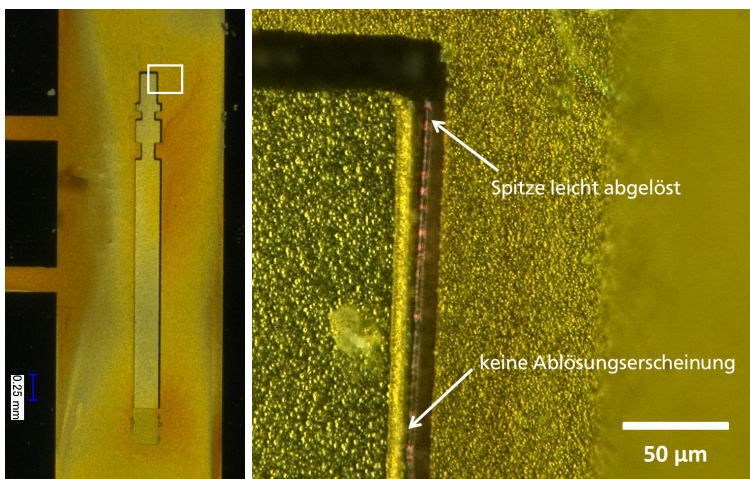


Abbildung 5.26: Nahaufnahme der Spitze (rechts) des Aktors (links). Anhand der Reflektionen im Silizium kann man die Ablösung der Aktorspitze vom Substrat erkennen.

5.7.3 Weitere Einflüsse

Die durchgeführten Untersuchungen haben bis jetzt zu keiner zufriedenstellenden Antwort auf die Frage nach den starken Abweichungen zwischen den berechneten und den realen Pull-In-Spannungen geführt. Ein weiterer Grund für die erhöhten Spannungen könnten Verschmutzungen sein. Insbesondere die Schwankungen zwischen den einzelnen Aktoren und das Vorhandensein von zwei Pull-In-Spannungen bei manchen Aktoren stützen diese Annahme.

Durch die Verwendung von thermischem Oxid als Dielektrikum ergibt sich ein weiterer unbekannter Faktor, welcher einen Einfluss auf die Pull-In-Spannung haben könnte. Bei diesen Aktoren wird die Spannung an die Unterseite des Silizium-Chips angelegt. In wie weit die Spannung an der Oberseite, direkt unter dem Dielektrikum mit der angelegten Spannung übereinstimmt, ist nicht bekannt. Dies müsste noch weiter untersucht werden.

5.8 Zusammenfassung der Modellierung und Charakterisierung

Während in den vorangegangenen Kapiteln die Herstellung elektrostatischer Aktoren behandelt wurde, konnten in diesem Kapitel die Grenzen der Wanderkeilaktoren bezüglich der erreichbaren Kontaktkräfte bei einem Kontakt in definierter Höhe erörtert werden. Hierzu wurde ein analytisches vereinfachtes Modell für die Pull-In-Spannung eingeführt und anhand von real existenten Aktoren aus der Literatur verifiziert. Des Weiteren wurden die fertigungsbedingten Grenzen der Nickel-basierten Aktoren aufgezeigt.

Mit den so gewonnenen Erkenntnissen konnten Aktoren ausgelegt, aufgebaut und charakterisiert werden. Auch wenn es bei der Pull-In-Spannung Abweichungen zwischen Modell und Messung gab, konnte die prinzipielle Funktionsfähigkeit der eigens gefertigten Wanderkeilaktoren gezeigt werden.

6 THz-Hohlleiter für die Integration von MEMS-Bauteilen

Während die Grundlagen zur Wellenleitung in metallischen Hohlleitern schon in der Einleitung beschrieben wurden, wird in diesem Kapitel der Schwerpunkt auf den Verlusten und der Herstellung von THz-Hohlleitern liegen. Die Herstellung von verlustarmen Hohlleitern ist im THz-Bereich wesentlich kritischer als bei geringeren Frequenzen. Dies hängt vor allem mit den kleineren Dimensionen und den höheren Verlusten im Vergleich zu niedrigeren Frequenzen zusammen. Zum besseren Verständnis der Zusammenhänge werden in diesem Kapitel zuerst die Verlustmechanismen erörtert. Daraufhin wird der Stand der Technik zur mikrotechnischen Herstellung von Hohlleitern ab 65 GHz näher betrachtet und über eigene Versuche berichtet. Für die Herstellung von Hohlleiterschaltern ist die Integration von Wanderkeilaktoren essentiell. Hierfür werden unterschiedliche Integrationskonzepte gesucht und miteinander verglichen. Basierend auf diesem Vergleich wird ein Integrationskonzept ausgewählt, welches gefräste Hohlleiter-Strukturen beinhaltet, die schräg von oben kommend auf einen Aktorchip geführt werden. Diese Struktur wird schlussendlich in zwei Varianten gefertigt und charakterisiert.

6.1 Verluste im Hohlleiter

Die Qualität eines Wellenleiters wird üblicherweise durch die Verluste quantifiziert. Die Verluste setzen sich aus der Dämpfung des Signals (Einfügungsdämpfung $|S_{21}|$) und den Anpassungsverlusten (Reflexionsfaktor $|S_{11}|$) zusammen. Die Dämpfung des Signals ist gleichbedeutend mit der Umwandlung von Energie in Wärme. Anpassungsverluste gehen immer mit einer Reflektion der Welle einher. Dies erfolgt durch Unregelmäßigkeiten im Leiter oder an den Verbindungsstellen zweier Wellenleiter. Die Größe der unterschiedlichen Verluste hängt von vielen unterschiedlichen Faktoren ab. Die Zusammenhänge und die damit verbundenen technischen Herausforderungen sollen in diesem Abschnitt kurz erläutert werden.

6.1.1 Metallische Verluste

Jeder metallische Leiter ist durch die endliche Leitfähigkeit des Materials verlustbehaftet. Bei Gleichspannung kann man den Widerstand durch die Vergrößerung des Leiterquerschnitts verringern. Mit steigender Frequenz wird diese Möglichkeit aber aufgrund des Skin-Effekts begrenzt. Die Eindringtiefe δ_s , auch Skin-Depth genannt, berechnet sich aus dem spezifischen Widerstand ρ , der Frequenz f und der magnetischen Permeabilität μ des Materials wie folgt:

$$\delta_s = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \quad (6.1)$$

Für Gold mit einem spezifischen Widerstand von $\rho = 2,27 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$ und bei einer Frequenz von 415 GHz erhält man so eine Eindringtiefe von 118 nm. Weiter kann man aus der Eindringtiefe den minimal möglichen Flächenwiderstand R_s einer Oberfläche berechnen:

$$R_s = \frac{\rho}{\delta_s} \quad (6.2)$$

Für die vorangegangenen Parameter erhält man so einen Flächenwiderstand von $0,192 \Omega/\square$. Die Berechnung der Dämpfung aus dem Widerstand ergibt sich über die in den Hohlleiterwänden fließenden Ströme. Die Herleitung für die TE₁₀ Mode ist in [8, Kap. 3.3] dargestellt. Das Ergebnis ist:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{a^3 b \cdot \sqrt{k^2 - k_c^2} \cdot k \cdot \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}} (2b \cdot \pi^2 + a^3 k^2) \cdot 8.69 \text{ dB/m} \quad (6.3)$$

mit $k = 2\pi/\lambda$ und $k_c = \pi/a$. Für einen WR-2.2 Hohlleiter mit den Abmessungen $a \times b = 560 \mu\text{m} \times 280 \mu\text{m}$ und den vorangegangenen Parametern ergibt sich so eine Dämpfung von 29,4 dB/m. Jedoch wird bei diesen Berechnungen eine glatte Oberfläche angenommen. Bei der geringen Eindringtiefe von 117 nm darf die Oberflächenrauheit, welche sich - je nach Herstellungsverfahren - in der gleichen Größenordnung wie die Eindringtiefe befindet, nicht vernachlässigt werden. Tischer hat in [113] Messungen und Berechnungen zur Untersuchung der Dämpfung in unterschiedlichen Hohlleitern aus unterschiedlichen Materialien und von unterschiedlichen Herstellern für Frequenzen von 25 bis 220 GHz durchgeführt. Zwei Beispiele davon sind in Abb. 6.1 dargestellt. So berechnet Tischer die Verluste für die geforderte Größe des Hohlleiters mit aus der Literatur entnommenen Leitfähigkeiten. Zusätzlich werden die Leitfähigkeiten der Hohlleiter gemessen und in der Berechnung berücksichtigt. In einem weiteren Schritt wird zusätzlich der Querschnitt des Hohlleiters vermessen und ebenfalls in der Berechnung berücksichtigt. Vergleicht man diese Berechnungen mit den gemessenen Verlusten, lässt sich der Einfluss der Oberflächenrauheit bestimmen.

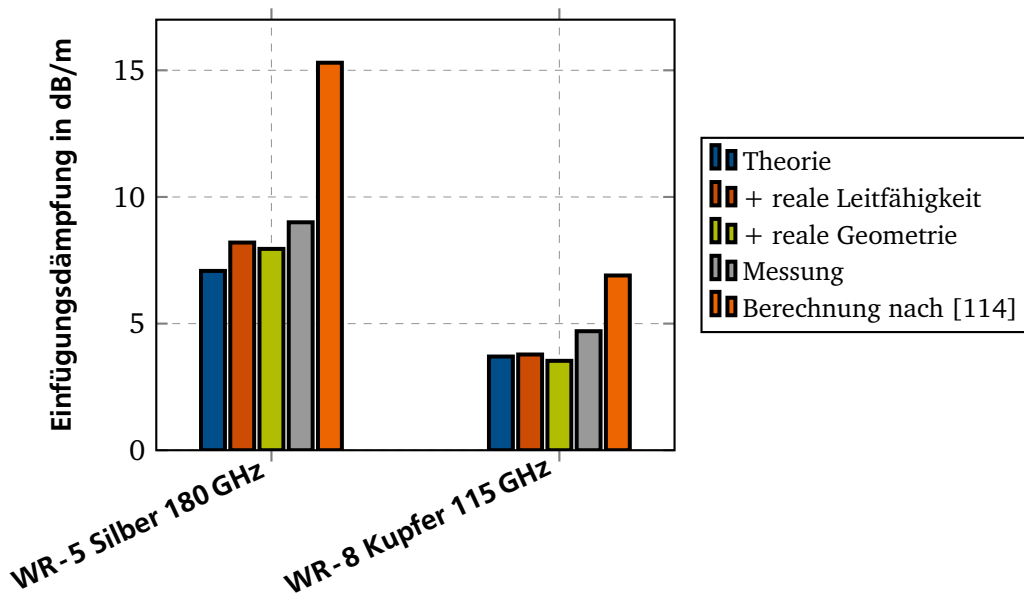


Abbildung 6.1: Berechnete und gemessene Verluste zweier kommerzieller Hohlleiter, nach [113]. Neben theoretischen Werten für ideale Hohlleiter (Theorie) werden die Leitfähigkeit und Abweichungen in der Geometrie berücksichtigt, um deren Einfluss zu bestimmen. In der Messung kommt die Oberflächenrauheit als Verlustfaktor hinzu. Der letzte Balken zeigt die Berechnung der Verluste mit Berücksichtigung der Oberflächenrauheit nach [114]. Die erhaltenen Werte fallen viel zu groß aus, die Anwendbarkeit der hierfür verwendeten empirischen Formel wird aus diesem Grund angezweifelt.

Für die dargestellten Hohlleiter erhöht sich die Dämpfung in der Messung im Vergleich zur Berechnung mit realer Geometrie und Leitfähigkeit um ca. 13 % beim WR-5 Hohlleiter und um ca. 33 % beim WR-8 Hohlleiter.

Aus der Veröffentlichung wird deutlich, dass die Rauheit einerseits, aber auch die Materialauswahl und Abweichungen in der Geometrie einen Einfluss auf die Dämpfung haben. In [114] und [115] wird die

Berechnung der Dämpfung im Hohlleiter zudem durch einen Term erweitert, welcher die zusätzlichen Verluste durch eine raue Oberfläche beschreibt. Die Berechnungen basieren auf empirischen Modellen für Microstrip Wellenleiter und wurden in [116] eingeführt. Wenn man mit dieser Formel die Verluste in den von Tischer charakterisierten Hohlleitern bestimmt, stellt man fest, dass die Formel viel zu hohe Dämpfungen liefert. Deren Eignung für Hohlleiter muss somit in Frage gestellt werden.

Die hier vorgestellten Ergebnisse basieren auf Hohlleitern, welche aus einem Stück hergestellt wurden. Es existiert also keine Nahtstelle, an welcher erhöhte Kontaktwiderstände zum Leitungsverlust beitragen könnten. Bei höheren Frequenzen werden aber aufgrund der einfacheren Herstellbarkeit oft Hohlleiter im Splitblock-Verfahren hergestellt. Diese bestehen aus zwei Teilen, welche durch ein nachträgliches Fügen zu einem Hohlleiter verbunden werden. Der Einfluss von nicht idealen Kontakten ist hier abhängig davon, in welcher Ebene der Hohlleiter seine Schnittkante hat. Ein Schnitt durch die Mitte der langen Seite soll hier die wenigsten Verluste hervorrufen [117].

6.1.2 Dielektrische Verluste

Dielektrische Verluste spielen bei substratbasierten Wellenleitern eine große Rolle. Hohlleiter sind üblicherweise mit Luft oder einem Schutzgas gefüllt, könnten aber auch evakuiert werden. Dies ist zwar aufwändig, kann aber bei der Übertragung von hohen Leistungen hilfreich sein. Wenn man einen Hohlleiter ohne spezielle Vorkehrungen verwendet und dieser mit der Umgebungsluft gefüllt ist, so muss der in der Luft enthaltene Wasserdampf bei der Verlustbetrachtung berücksichtigt werden.

Für Frequenzen zwischen 300 und 500 GHz und einer relativen Luftfeuchtigkeit von 70 % ist der dielektrische Verlust durch Wasser bei maximal 0,5 dB/m [118]. Da diese im Vergleich zu den metallischen Verlusten sehr gering sind, werden sie in dieser Arbeit nicht weiter berücksichtigt. Bei höheren Frequenzen sollten die Verluste durch Wasser nicht vernachlässigt werden, zwischen 500 und 600 GHz befindet sich z.B. ein Absorptionspeak, bei welchem Verluste von über 20 dB/m auftreten können.

6.1.3 Anpassungsverluste

Bei größer werdenden Frequenzen spielen ungewollte Reflektionen an den Hohlleiterflanschen eine immer größere Rolle. Dies ist der Fall, weil bei gleichbleibenden Fertigungs- und Fügetoleranzen die Fehlausrichtung in Bezug zu den Hohlleiterdimensionen und zur Wellenlänge zunimmt. Die Fertigungstoleranzen lassen sich durch den Einsatz von präzisen CNC-Fräsen zwar reduzieren, die Fügetoleranzen werden aber zusätzlich durch die Stiftpassung definiert. Hier ist eine Passung im einstelligen Mikrometerbereich unrealistisch, weil die Kräfte beim Fügen und Trennen eines solchen Systems zu groß werden würden. Welchen Einfluss diese Toleranzen auf die Einfügungsdämpfung und die Reflektionsfaktoren haben, soll hier anhand zweier Veröffentlichungen kurz abgeschätzt werden. In [20] werden Simulationen zum Einfluss von Toleranzen bei WR - 10 Hohlleitern durchgeführt. Daraus wird ersichtlich, dass eine Verschiebung der beiden Hohlleiterstücke zueinander um 10 % mit einer Erhöhung des Reflektionsfaktors auf 20 dB einhergeht. In [119] werden die Reflektionen bei WR - 1.5 Hohlleitern (500 - 750 GHz) mit unterschiedlichen Flanschsystemen experimentell miteinander verglichen. Hierfür werden zwei Hohlleiterstücke miteinander verbunden und kalibriert. Danach werden die Hohlleiterstücke getrennt und wieder verbunden. Nach zehn Trenn- und Verbindungsvorgängen wird die Anpassung gemessen. An einem modifizierten UG-387 Flansch mit kleinen Passstiften wurden so Reflektionsfaktoren zwischen 20 und 30 dB gemessen. Da dieser Flansch am ehesten dem in dieser Arbeit verwendeten Flansch gleicht, können diese Werte als Referenz verwendet werden. Geht man von einem Reflektionsfaktor von 20 dB aus, so entspräche dies einem Anpassungsverlust von 0,04 dB in der Transmission.

6.1.4 Zusammenfassung der Verlustmechanismen

Die Verlustmechanismen tragen bei den verwendeten Frequenzen in unterschiedlichem Maße zum Gesamtverlust des Hohlleiters bei. Die dielektrischen Verluste sind bis 500 GHz zu vernachlässigen, müssen aber bei höheren Frequenzen wegen Absorptionen in Wasserdampf berücksichtigt werden. Toleranzen an den Flanschen wirken sich vor allem auf die Erhöhung der Reflexionen aus, der Einfluss auf eine erhöhte Einfügedämpfung ist aber vernachlässigbar. Die metallischen Verluste haben den größten Einfluss, wobei sich diese nicht nur auf den Leitwert des Materials beschränken. Der Skin-Effekt, Rauheiten, Abweichungen in der Geometrie und die Qualität der Fügung beim Splitblock spielen hier ebenfalls eine Rolle.

6.2 Stand der Technik: Mikrotechnische Hohlleiter

Da in dieser Arbeit mikrotechnische Hohlleiterschalter realisiert werden sollen, liegt es nahe ebenfalls mikrotechnisch hergestellte Hohlleiter zu verwenden. So könnte ein komplettes System On-Chip realisiert werden, wodurch die Batchfähigkeit der Herstellung gewährleistet wäre. Hierfür wird zuerst der Stand der Technik untersucht, um einen Überblick über die unterschiedlichen Konzepte und Herstellungsmethoden zu erhalten. Mikrotechnische Hohlleiter werden bei unterschiedlichsten Frequenzen eingesetzt. In der Literatur findet man Konzepte ab WR-10 (75-110 GHz) bis über 1 THz hinaus. Charakterisierte Strukturen findet man bis WR-1.5 (500-750 GHz). Dies bedeutet aber auch, dass sich die Strukturgrößen fast um den Faktor 10 unterscheiden. Aufgrund dieser Unterschiede und aufgrund der Verfügbarkeit der unterschiedlichsten Prozesse an den jeweiligen Forschungseinrichtungen ergeben sich viele unterschiedliche Herstellungsvarianten für mikrotechnische Hohlleiter. Um einen Überblick über die Unterschiede der verschiedenen Varianten zu geben, werden in den folgenden Abschnitten Teilspekte der Herstellung erläutert. Darauf folgt eine Zusammenstellung der verschiedenen Publikationen mit einer Auflistung der jeweiligen Teillösung. Die Verluste der unterschiedlichen Hohlleiter werden, soweit vorhanden in Abb. 6.11 zusammengefasst.

6.2.1 Klassifizierung der Konzepte

Die unterschiedlichen Hohlleiter lassen sich nach Material- und Prozesswahl unterscheiden. Damit verbunden sind aber auch oft noch weitere Unterschiede, wie abgeänderte Geometrien und die Wahl der Schnittebene. Die Konzepte aus dem Stand der Technik werden in den nächsten Absätzen anhand der genannten Kriterien klassifiziert und vorgestellt.

Schnitt beim Splitblock

Wie erwähnt, gibt es mehrere Möglichkeiten einen Hohlleiter, welcher aus mehreren Teilen besteht, zusammenzusetzen. Mikrotechnisch lassen sich Hohlleiter durch die Verwendung von Opferschichten auch gänzlich ohne mechanische Fügung herstellen (Abb. 6.2), doch ergibt sich bei diesen Verfahren ein Problem bei der Ankopplung.

Alle anderen geschnittenen Varianten lassen sich durch die Wahl des Schnitts kategorisieren (Abb. 6.3). Üblicherweise versucht man die Struktur in der Mitte der langen Kante zu schneiden. Dies bedeutet aber, dass höhere Anforderungen an die Strukturhöhe und das Aspektverhältnis des Fertigungsprozesses gestellt werden. Des Weiteren müssen beide Seiten des Splitblocks mit Strukturen versehen werden, was vor allem dann schwierig werden kann, wenn z.B. mikrotechnische Aktoren in den Hohlleiter eingebracht werden sollen. Bis auf die Variante „Kante lange Seite“, welche für das Signal und in der Fertigung keine Vorteile bringt, sind alle Varianten im Stand der Technik vertreten.



Abbildung 6.2: Hohlleiter direkt On-Chip, realisiert durch einen dicken Photolack als Opferschicht. Bei diesen Strukturen ist zumindest bei WR-10 eine Verringerung der Hohlleiterhöhe sinnvoll, da die Prozessierung von dickeren Photolacken nicht ohne weiteres möglich ist. Realisiert in [120] und [121].

Schnitt Mitte lange Seite	Schnitt Kante lange Seite	Schnitt Mitte kurze Seite	Schnitt Kante kurze Seite
Geringster Einfluss bei nichtperfektem Kontakt	Struktur nur auf einer Seite	Geringste notwendige Strukturhöhe	Struktur nur auf einer Seite, Verkürzung der kurzen Seite möglich

Abbildung 6.3: Mögliche Varianten zur Teilung eines Hohlleitersplitblocks.

Vom Standard abweichende Geometrien

Üblicherweise werden Hohlleiter mit einem Seitenwandverhältnis von 2:1 hergestellt, um ungewollte Moden zu unterdrücken und gleichzeitig möglichst geringe Verluste zu gewährleisten. Von dieser Geometrie kann man abweichen, z.B. um mit geringeren Schichtdicken arbeiten zu können, was vor allem bei niedrigeren Frequenzen (WR-10) sinnvoll sein kann. In diesem Fall wird die kurze Seite in ihrer Höhe reduziert (Abb. 6.2). Dies hat keinen Einfluss auf die Bandbreite, resultiert aber in höheren metallischen Verlusten. Auch der rechteckige Querschnitt des Hohlleiters ist kein Muss. So können z.B. auch Rauten als Wellenleiter dienen (Abb. 6.4). Dies hat den Vorteil, dass das mit wenig Aufwand verbundene KOH-Ätzen von Silizium als Fertigungsprozess zur Verfügung steht.

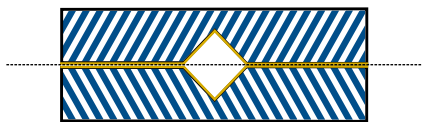


Abbildung 6.4: Hohlleiter aus KOH geätztem 100-Silizium Wafer. Der Hohlleiter ist aus diesem Grund rautenförmig, eine Anpassung an standardisierte Hohlleiter ist schwierig. Realisiert in [122].

Materialien und Fertigungsprozesse

Hohlleiter zeichnen sich durch eine leitende Oberfläche aus. Die maximal notwendige Dicke ist durch die Eindringtiefe definiert. Diese ist bei Gold und einer Frequenz von 75 GHz bei 277 nm. Somit reicht es aus, die Oberfläche einer Kanalstruktur durch einen Dünnschichtprozess zu metallisieren. Gegebenenfalls kann noch eine galvanische Verstärkung stattfinden. Dies bedeutet für die Herstellung, dass die Grundstruktur des Hohlleiters aus jedem beliebigen anderen Material sein kann. Dementsprechend können die üblichen mikrotechnischen Prozesse zur Herstellung von Strukturen mit hohem Aspektverhältnis

eingesetzt werden. Dies beinhaltet die Bulk-Mikromechanik mit KOH-Ätzen und DRIE-Ätzen, aber auch die Oberflächenmikromechanik mit UV-Tiefenlithographie.

Wie genau der Prozess in Bulk-Mikromechanik auszusehen hat, wird unter anderem von den Abmessungen und somit von der Frequenz bestimmt. Bei der Verwendung von Siliziumwafern ist die Tiefe einer Kanalstruktur durch die Schichtdicke des Wafers (üblicherweise bis zu 525 μm) limitiert. Aus diesem Grund lassen sich Hohlleiterhälften, welche in der Mitte der langen Seite geschnitten werden, erst ab WR - 2.2 in Silizium-Bulk-Mikromechanik realisieren (Abb. 6.5). Es sei denn, man verwendet mehrere Wafer. Dann kann durch einen Wafer, welcher auf die richtige Dicke gebracht wurde, hindurchgeätzt werden und die Unterseite durch einen weiteren Wafer realisiert werden (siehe Abb. 6.6).

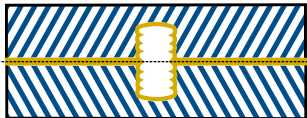


Abbildung 6.5: Hohlleiter aus DRIE-geätztem Silizium Wafer. Beim Schnitt durch die lange Seite des Hohlleiters kann diese Prozessierungsvariante erst ab WR - 2.2 eingesetzt werden. Realisiert in [123], [124], [125].

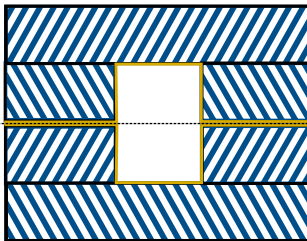


Abbildung 6.6: Bei dieser Variante wird ein Wafer mit definierter Dicke komplett durchätzt und mit weiteren Wafers gedeckt. Dies kann ebenfalls durch DRIE-Ätzen geschehen, in diesem Fall [126] wird aber ein 100-Si-Wafer mit KOH geätzt. KOH-Ätzen hat hier den Nachteil, dass nur gerade Hohlleiterstücke realisiert werden können.

In der Oberflächenmikromechanik spielt die Höhe der Struktur auch eine wesentliche Rolle. Das Material SU-8 2000 kann laut Datenblatt [127] bis zu einer Schichtdicke von 200 μm verwendet werden. Jedoch sind damit auch Höhen von 1,27 mm für WR - 10 Hohlleiter realisiert worden [55]. Die Photolackschicht kann entweder direkt metallisiert und als Hohlleiterwand (Abb. 6.7), oder auch als Galvanoform für eine spätere Abformung verwendet werden (Abb. 6.8).

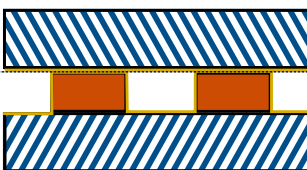


Abbildung 6.7: Hohlleiter aus SU-8 Seitenwänden. Der Photolack wird strukturiert, metallisch beschichtet und gedeckt. Als Substrat und Deckel kommen einerseits Substratmaterialien wie FR-4 [55] oder Silizium [128] als auch weitere SU-8 Schichten [129], [130], [131], [132] zum Einsatz. Teilweise wird an der Kante der kurzen Seite geschnitten, teilweise in der Mitte der langen Seite.

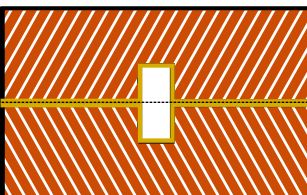


Abbildung 6.8: Galvanische Herstellung von reinen Metallhohlleitern: Durch einen LIGA-ähnlichen Prozess werden Metallstrukturen hergestellt, welche die Hohlleiterkanäle beinhalten. Diese werden für Frequenzen über 1 THz eingesetzt [19], [133].

Flansch

Auch für die Frage, wie der mikrotechnische Hohlleiter in ein Gesamtsystem integriert wird, existieren unterschiedliche Lösungsansätze. Um einzelne Komponenten zu verbinden, braucht es immer eine Art Flansch. Dies ist auch für die Charakterisierung der Komponente am Netzwerkanalysator relevant. Die einfachste Variante ist die Kopplung über die Seite des Systems. Diese kann z.B. durch eine Sägekante zugänglich gemacht werden. Der Nachteil einer solchen Ankopplung ist die undefinierte Schnittkante. So können beim Sägen schräge Kanten entstehen. Es kann aber auch Material ausbrechen oder ausfransen. Ein Ansatz zur besseren Kontrolle der Kanten ist die Verwendung eines speziellen DRIE-Ätzprozesses, bei dem die Flanke sehr definiert realisiert werden kann. Hierbei ist es sogar möglich, Alignmentstrukturen in den Chip zu integrieren, die eine präzise Ausrichtung der Strukturen zum Gegenstück ermöglichen (Abb. 6.9).

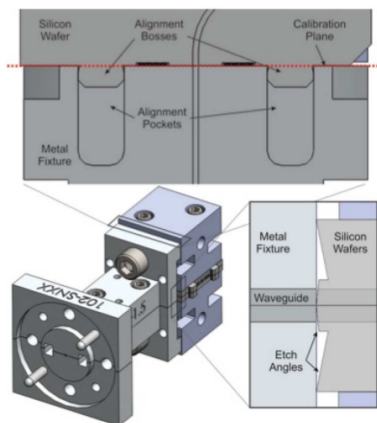
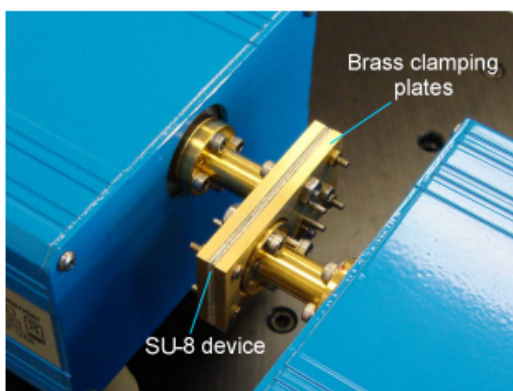
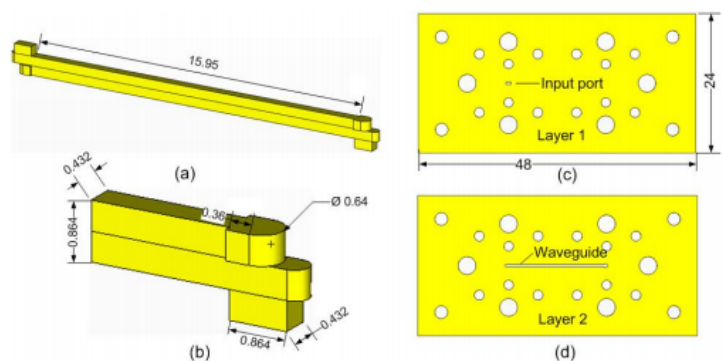


Abbildung 6.9: Präzise Kopplung mikrotechnischer Hohlleiter durch definierte Chipkanten und integrierte hervorstehende Strukturen zur Ausrichtung. Das Profil wird durch einen ausgeklügelten DRIE-Prozess erzeugt. Die hervorstehenden Strukturen können ebenfalls nur verwendet werden, weil die Chipvereinzelung durch den DRIE-Prozess und nicht durch Sägen erzeugt werden. Abbildung aus [125], ©2014 IEEE.

Ein weiterer Ansatz, um auf die undefinierte Ausrichtung von Sägekanten verzichten zu können, ist die Verwendung der Ober- und Unterseite des Chips. Eine Kopplung über die Ober- und/oder Unterseite hat den Vorteil, dass ebene Flächen zueinander ausgerichtet werden können und dass Passlöcher für die Ausrichtung mit Passstiften im gleichen Schritt mit in die Struktur eingebracht werden können. Der Nachteil ist, dass die ansonsten geschlossenen Ober- und Unterseiten mit definierten Öffnungen versehen werden müssen und die Welle um die Ecke geleitet werden muss (siehe Abb. 6.10).



a)



b)

Abbildung 6.10: SU-8 Hohlleiterstrukturen mit Flansch an der Ober- und Unterseite. Aufbau des Messsystems a) und Design des Hohlleiters b) [132], ©2010 IEEE.

Andere Konzepte, insbesondere solche, welche einen monolithischen Hohlleiter On-Chip beinhalten, bringen die Welle über Koplanarleiter in das System ein. Dies ist für Frequenzen bis 100 GHz machbar, kann bei höheren Frequenzen aufgrund der höheren Verluste aber nicht mehr eingesetzt werden.

Gänzlich verzichten kann man auf Flansche, wenn nicht mehr nur Hohlleiter oder einzelne Hohlleiterkomponenten aufgebaut werden, sondern komplette Systeme realisiert werden sollen. In [120] wird aus diesem Grund für ein Empfängersystem als Schnittstelle nur eine Art Hornantenne direkt integriert.

6.2.2 Zusammenfassung des Stands der Technik

Aus den vorangegangenen Betrachtungen wird ersichtlich, dass es sehr viele unterschiedliche Herangehensweisen für die Herstellung mikrotechnischer Hohlleiter gibt. Der Stand der Technik in Bezug auf die erläuterte Klassifizierung ist in Tabelle 6.1 zusammengefasst. Um die Verfahren miteinander zu vergleichen, sind die mittleren Verluste der Hohlleiter in Abhängigkeit von der Frequenz in Abb. 6.11 dargestellt.

Tabelle 6.1: Zusammenfassung des Stands der Technik zur mikrotechnischen Fertigung von Hohlleitern.

	Frequenzband	Flansch	Schnitt	Technologie	Besonderheit
[126]	75 - 115 GHz	Seite	Mitte lange Seite	Si(110) KOH	
[129]	75 - 110 GHz	Seite	Kante kurze Seite	SU-8	kurze Seite 700 μm
[120]	75 - 110 GHz	Horn Antenne / Seite	keiner / On-Chip	Galvanik über Opferschicht	kurze Seite 80 μm
[122]	90 - 110 GHz	Seite	Diagonal	Si (100) KOH	rautenförmiger Hohlleiter
[124]	350 - 460 GHz	Seite	Mitte kurze Seite	Si DRIE	
[19]	600 - 750 GHz / 1.3 THz	k.A.	Mitte lange Seite	UV-LIG	
[128]	220 - 340 GHz	Seite	Mitte lange Seite	SU-8	
[132]	220 - 325 GHz	Oben und Unten	Mitte lange Seite	SU-8	
[121]	48 - 70 GHz	CPW gekoppelt	keiner / On-Chip	Galvanik über Opferschicht	kurze Seite 100 μm
[123]	500 - 750 GHz	Oben	Kante kurze Seite	Si DRIE	
[55]	75 - 110 GHz	Seite	Kante kurze Seite	SU-8	
[125]	500 - 750 GHz	Seite	Mitte lange Seite	Si DRIE	Spezielles Kantenprofil am Flansch

Bei der näheren Betrachtung der Tabelle wird deutlich, dass es sehr viele unterschiedliche Kombinationen bei den Lösungsansätzen gibt. Trotzdem werden manche Teillösungen bevorzugt miteinander kombiniert. Die On-Chip-Lösungen werden z.B. eher über Antennen oder durch die Kopplung mit Koplanaren Wellenleiter verwendet. Die Ankopplung über die Seite in [120] wird zur Charakterisierung zwar durchgeführt, ist aber nicht für einen solchen Einsatz bestimmt. Die direkte Kopplung an Hohlleiter ist bei On-Chip-Systemen ein schwieriges Unterfangen, weil die Deckelstruktur, welche galvanisch durch einen Opferschichtprozess aufgebracht wird, nicht die mechanische Stabilität aufweist um durch einen Flächenkontakt mit anderen Hohlleitern gekoppelt zu werden. Bezüglich der in Abb. 6.11 dargestellten Verluste wird schnell ersichtlich, dass die Werte generell sehr weit auseinander liegen. Tendenziell wei-

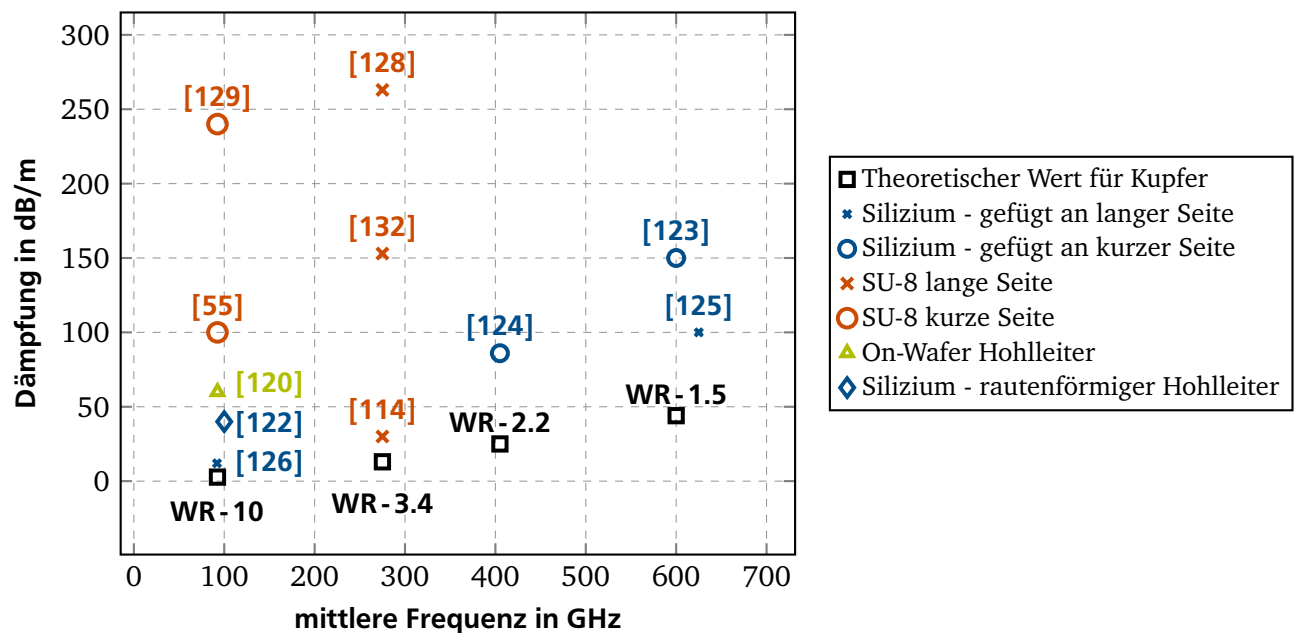


Abbildung 6.11: Vergleich des Stands der Technik in Bezug auf die Leitungsverluste. Die theoretischen Werte für ideale Kupferhohlleiter sind berechnet nach [8, S.125].

sen die in Silizium gefertigten Strukturen aber geringere Verluste auf. Die Ursache hierfür könnte in der geringeren Oberflächenrauheit des Substrats liegen. Dadurch wird ein besserer Flächenkontakt zwischen den einzelnen Hälften gewährleistet.

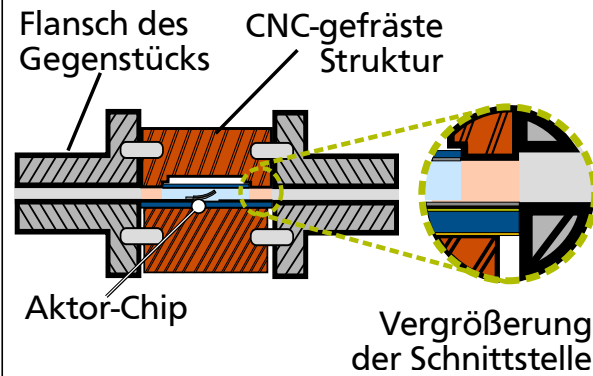
6.3 Versuche mit eigenen mikrotechnischen Hohlleitern

Um die Probleme bei der Herstellung von mikrotechnischen Hohlleitern besser abschätzen zu können, wurden im Rahmen dieser Arbeit auch eigene mikrotechnische Hohlleiterstrukturen hergestellt. Dazu kamen Hohlleiter für 75 - 110 GHz mit einer verkürzten kurzen Seite von 200 μm zum Einsatz. Diese wurden mit zwei unterschiedlichen Herstellungsmethoden gefertigt. Die eine Variante wurde aus SU-8 im Splitblock-Verfahren hergestellt, bei der anderen wurden galvanische Wandstrukturen gefertigt, die durch einen Läppprozess eingeebnet wurden. Das Vorgehen hierzu und die Ergebnisse der Versuche sind im Anhang H dargestellt. Die aus SU-8 gefertigten Strukturen haben einen Verlust von durchschnittlich 2000 dB/m und waren somit quasi nicht leitend. Die galvanisch hergestellten Strukturen können mit 250 dB/m zwar als Wellenleiter bezeichnet werden, sind aber bei weitem nicht mit herkömmlichen Hohlleitern, oder den in Silizium gefertigten Strukturen des Stands der Technik zu vergleichen. Es wird davon ausgegangen, dass bei beiden Methoden kein vernünftiger Flächenkontakt zwischen den beiden Splitblock-Hälften hergestellt werden kann. Jedoch scheint das Läppen einen positiven Effekt auf die Qualität zu haben. Für eine sinnvolle Verwendung von eigenen mikrotechnisch gefertigten Hohlleitern müssten aber auf jeden Fall noch weitere Optimierungsschritte folgen.

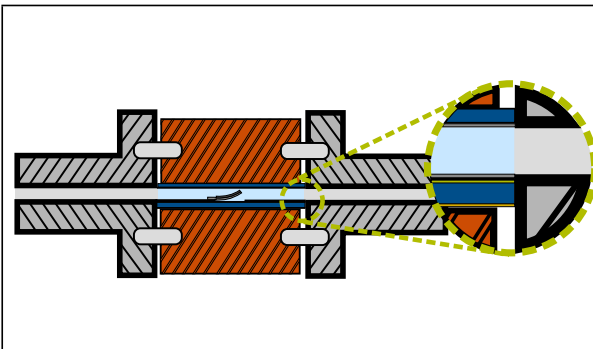
6.4 Konzepte zur Integration von MEMS in THz-Hohlleiter

Basierend auf dem Stand der Technik zu hohlleiterbasierten MEMS und dem Stand der Technik zum Thema mikrotechnische Hohlleiter ergeben sich eine Vielzahl von Möglichkeiten, um einen mikrotechnischen Schalter basierend auf Wanderkeilen in einen Hohlleiter zu integrieren. Eine alleinige Auswahl eines Herstellungskonzepts für einen Hohlleiter wird als nicht zielführend angesehen, da die Integration der Aktoren nicht mit jedem Hohlleiterkonzept durchführbar ist. So folgt in diesem Abschnitt die

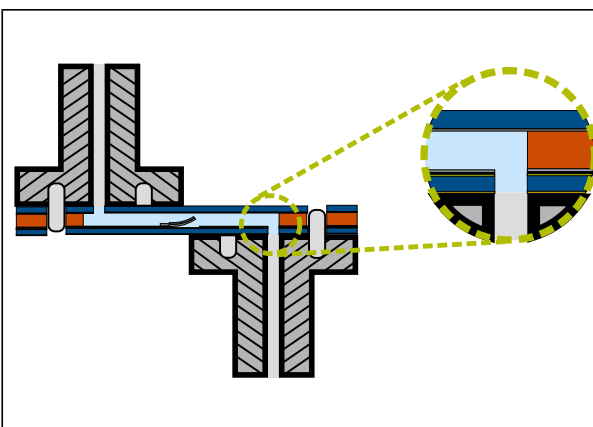
Erläuterung zur Konzeptauswahl des Schaltersystems. Die Systemgrenzen werden beim Flansch des Netzwerkanalysators gesehen. So werden Varianten, die eine Kopplung über Antennen oder planare Wellenleiter vorsehen, von vorne herein ausgeschlossen. Der detaillierte Aufbau des Schalters selbst soll hier noch keine Rolle spielen, die Ausarbeitung erfolgt im folgenden Kapitel und basiert auf der Auswahl eines Integrationskonzeptes. Die unterschiedlichen Konzepte sind im folgenden (Abb. 6.12) dargestellt.



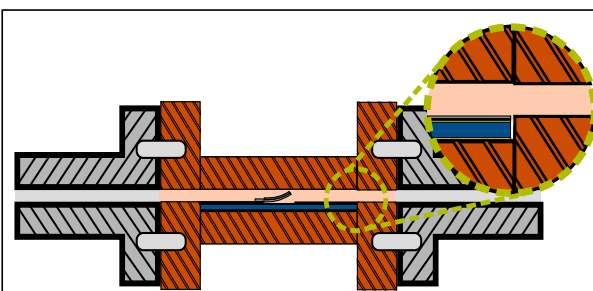
Variante 1: Mikrotechnischer On-Chip Hohlleiter. Aufbau basierend auf MEMS-Chips mit integriertem Aktor und Hohlleiter. Da es sehr schwierig ist, die Hohlleiterummantelung bis zur Chipkante zu führen, muss ein weiteres gefrästes Element zur Aufnahme der Struktur erhalten. Spalte sind bei diesem Aufbau kaum zu vermeiden, da bei der Integration keine Kraft aufgebracht werden kann. Die dünne Hohlleiterstruktur würde so zerstört werden.



Variante 2: Mikrotechnischer Hohlleiter, Kopplung an Seite. Aufbau basierend auf zwei mikrostrukturierten Chips. Ein Chip mit Hohlleiterwand und Aktor, ein weiterer Chip zur Deckelung. Gefräste Strukturen werden zur Justage benötigt, aber nicht als Hohlleiter. Über eine gute Kopplung entscheidet, wie die Kanten der Chips gestaltet sind, ob sich diese auf der exakt gleichen Höhe befinden und wie exakt eine Ausrichtung möglich ist.



Variante 3: Mikrotechnischer Hohlleiter, Kopplung von oben und unten. Aufbau basierend auf zwei mikrostrukturierten Chips. Ein Chip mit Hohlleiterwand und Aktor, ein weiterer Chip zur Deckelung. Die Chips müssen jeweils mit definierten Öffnungen versehen werden, um das Signal ein- und auszukoppeln. Gleichzeitig können aber auch definierte Öffnungen für Passlöcher in der Mikrostruktur vorgesehen werden. Die Vermeidung einer Ankopplung über die Kanten sollte eine gute Ankopplung gewährleisten.



Variante 4: Gefräster Hohlleiter, Kopplung von der Seite. Basierend auf einem Aktorchip, welcher in einen gefrästen Splitblock-Hohlleiter eingelegt wird. Kritisch ist bei diesem Aufbau die Ankopplung des Aktorchips. Es können Spalte entstehen, an denen keine ordentliche Kopplung möglich ist.

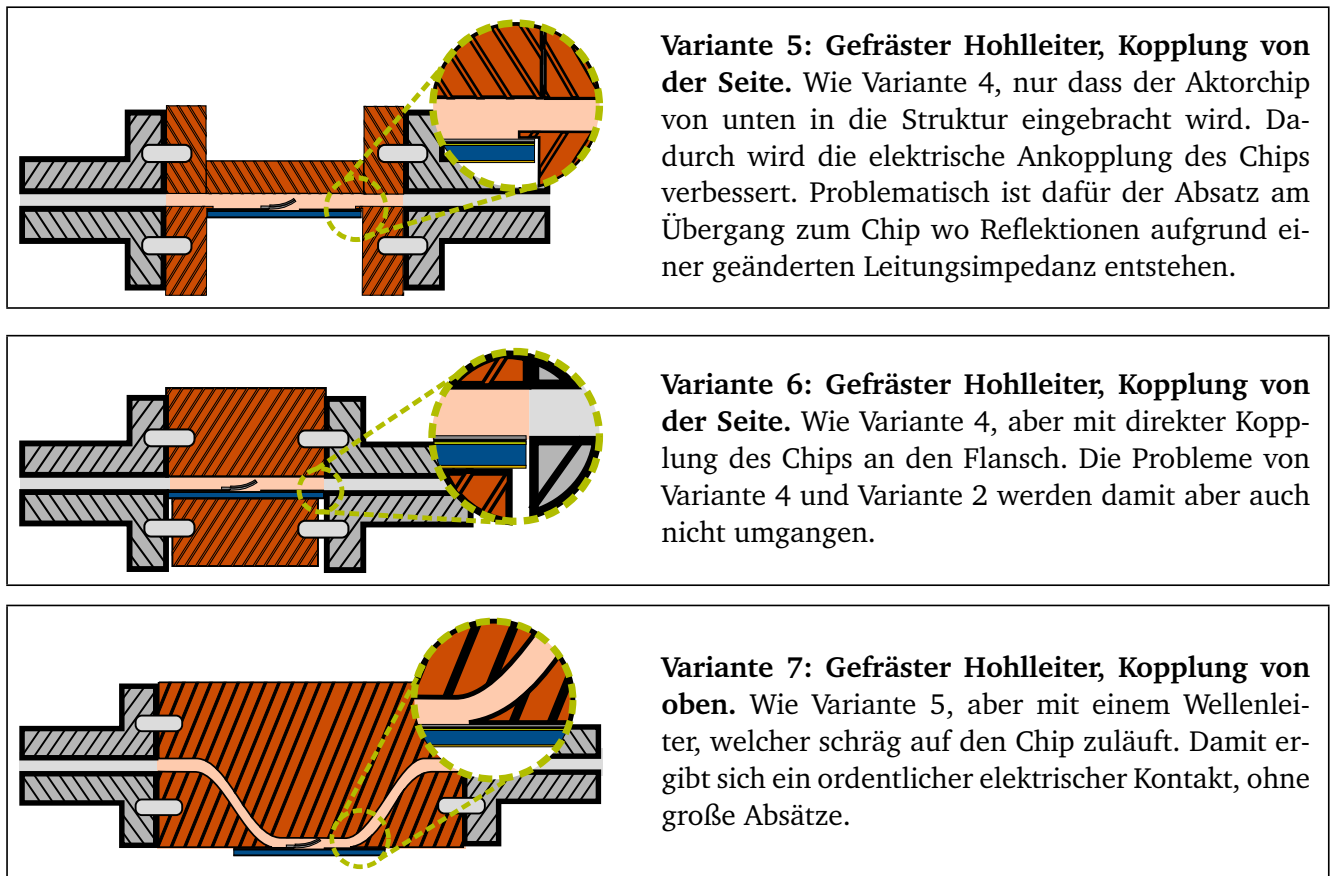


Abbildung 6.12: Integrationskonzepte für die Realisierung von MEMS-Hohlleiter-Schalter basierend auf Wanderkeilaktoren.

6.4.1 Vergleich der Systeme

Nun gilt es, aus den unterschiedlichen Konzepten das für diese Arbeit am besten geeignetste auszuwählen. Für die Realisierung erster Aktorsysteme ist ein Konzept erforderlich, welches es ermöglicht, unterschiedliche Aktoren mit möglichst wenig Aufwand vergleichen zu können. Für den Vergleich sind die Einflüsse aller anderer Komponenten möglichst gering zu halten. Daraus ergeben sich die Anforderungen **geringe Anzahl an gefrästen Hohlleiter-Komponenten (1)**, eine **geringe Anzahl an Kontaktflächen zwischen MEMS-Chips und Kontaktierung (2)** und die **Qualität des Kontakts (3)**. Aufgrund eines noch nicht ausgereiften Herstellungsprozesses ist die **geringe Anzahl an zusätzlichen Prozessschritten (4)** am Aktorchip ebenfalls ein Kriterium für die Entscheidung. Die Bewertung der einzelnen Varianten ist in Tabelle 6.2 dargestellt.

Aufgrund der so erfolgten Beurteilung der einzelnen Lösungsansätze ergibt sich bei gleicher Gewichtung der einzelnen Kriterien eine Favorisierung der Varianten 3 und 7. Aufgrund der schlechten Erfahrungen mit mikrostrukturierten Hohlleitern wird Variante 7 für diese Arbeit bevorzugt. Sobald die Herstellung von verlustarmen mikrostrukturierten Hohlleitern beherrscht wird, kann auch die Integration wie in Variante 3 gezeigt, durchgeführt werden.

Tabelle 6.2: Bewertung der einzelnen Konzepte bezüglich der genannten Kriterien. Die Beurteilung der Varianten erfolgt qualitativ in jeweils 3 Stufen (rot - gelb - grün) für eine schlechte, neutrale und positive Bewertung.

	Anzahl an ge- frästen Hohlleiter- Komponenten (1)	Anzahl an Kontakt- flächen zum Chip (2)	Qualität des Kontakts (3)	Zusätzliche mikro- technische Prozess- schritte (4)
Variante 1	Wenige	Viele	Kein Kraftkontakt	Viele
Variante 2	Wenige	Viele	Spalt möglich	Einige
Variante 3	Keine	Wenige	Gut	Einige
Variante 4	Wenige	Einige	Spalt möglich	Keine
Variante 5	Wenige	Wenige	Absatz vorhanden	Keine
Variante 6	Wenige	Einige	Spalt möglich	Keine
Variante 7	Wenige	Wenige	Gut	Keine

6.5 Ausarbeitung und Charakterisierung des gewählten Ansatzes

Für die Umsetzung des gewählten Ansatzes gilt es in erster Linie die gefräste Splitblock Struktur zu entwerfen und zu fertigen. Zur Fertigung steht eine Fräsmaschine des Typs Datron M10pro+ zur Verfügung. Wie schon im Stand der Technik - Kapitel 6.2 gezeigt, gibt es unterschiedliche Möglichkeiten, den Splitblock zu schneiden. Für das gewählte Integrationskonzept ist hier jedoch zu beachten, dass die Art des Schnitts die Ausrichtung des Wanderkeils im Hohlleiter vorgibt. Dieser Zusammenhang ist in Abb. 6.13 dargestellt. Um unterschiedliche Ausrichtungen des Wanderkeils im Hohlleiter testen zu können, werden zwei Versionen mit unterschiedlicher Schnittebene aufgebaut. Die erste Variante schneidet den Hohlleiter in der Mitte der langen Kante. Diese Variante wurde zuerst fertiggestellt. In der später gefertigten zweiten Version mit gedrehter Schnittebene wurde noch mehr auf einen möglichst guten Flächenkontakt zwischen den Komponenten Wert gelegt.

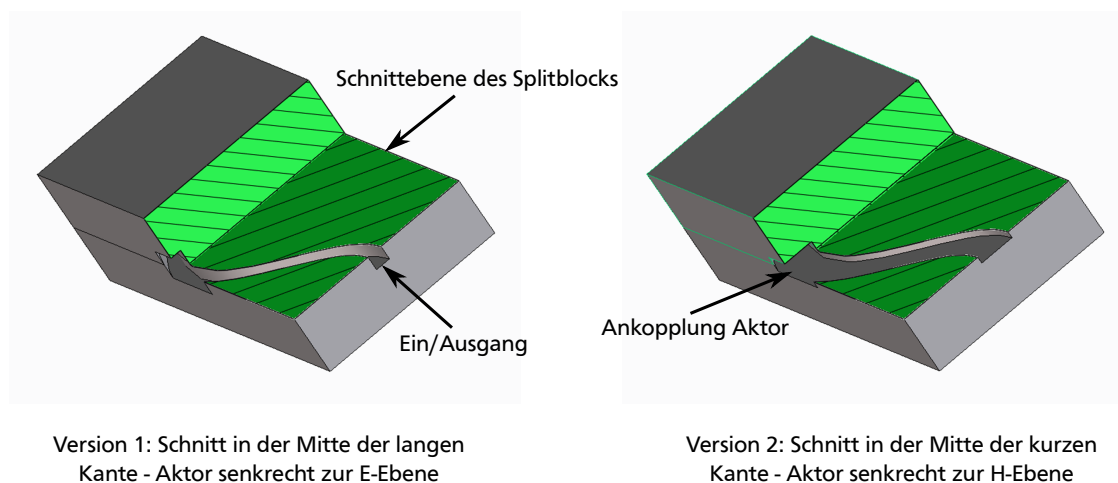


Abbildung 6.13: Einfluss der Schnittebene des Splitblocks auf die Ausrichtung des Aktors zum Hohlleiter. Im einen Fall wird der Aktor an der kurzen Seite eingebracht (senkrecht zur langen Seite/H-Ebene), im anderen Fall an der langen Seite (senkrecht zur kurzen Seite/E-Ebene).

6.5.1 Erste Version - Schnitt entlang der Mitte der langen Kante

Als Grundlage für den ersten Splitblock dient ein Rechteck mit der Geometrie $l \times b \times h = 50 \times 30 \times 35 \text{ mm}^3$ - siehe Abb. 6.14. Eine detaillierte Ansicht ist in den technischen Zeichnungen im Anhang I.1 zu finden. Die Dimensionen sind so gewählt, dass genügend Platz für die Schraub- und Passlöcher des Flanschs an der Seite des Hohlleiters zur Verfügung stehen und der Wellenleiter bis an die Unterseite des Wellenleiters geführt werden kann. Die beiden Splitblock-Elemente sind an der Innenseite so gestaltet, dass 0,5 mm breite Stege am Rand des Splitblocks und am Rand des Hohlleiterkanals angebracht sind. Die restliche Innenseite ist abgesenkt, um den Anpressdruck der 7 Schrauben definiert auf die Begrenzung des Kanals zu bringen. Zueinander ausgerichtet werden beide Elemente durch 3 Passstifte.

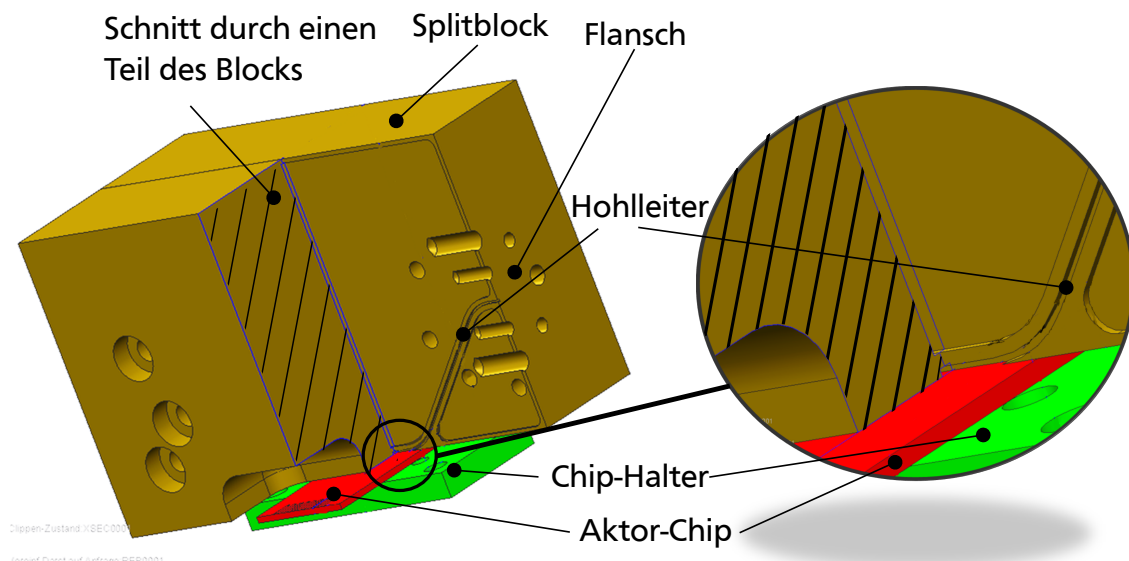
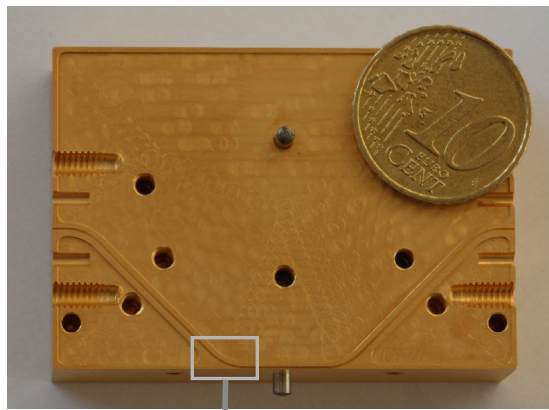


Abbildung 6.14: Entwurf des ersten Splitblocks. Über eine Rundung wird der Wellenleiter zum Aktor-Chip geführt. Dies soll die Anpassungsverluste an der Schnittstelle minimieren. Der Chip selbst kann durch einen Chiphalter an den Splitblock gepresst werden.

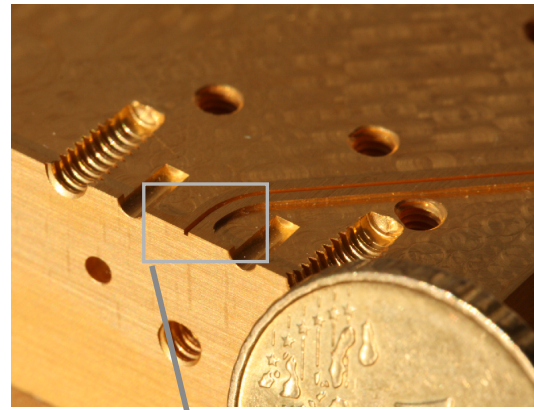
Dieser Entwurf wurde in der Werkstatt des Instituts EMK in Messing gefertigt. Die Struktur wird mit ca. 1 - 2 μm Nickel und 1 μm Gold galvanisch beschichtet, um eine langzeitstabile hohe elektrische Leitfähigkeit der Oberflächen zu gewährleisten. In Abb. 6.15 ist der gefertigte Hohlleiter mit einer Untersuchung der Maßhaltigkeit dargestellt. Die Geometrie des Hohlleiters weicht mit einer gemessenen Größe von 269 μm x 557 μm um bis zu 4 % von den geplanten 280 μm x 560 μm ab. Eine Fehlausrichtung der beiden Teile lässt sich an der Hohlleiteröffnung nicht erkennen und sollte somit deutlich weniger als 10 μm betragen.

Die Untersuchung der Öffnung an der Unterseite des Hohlleiters (Abb. 6.15 c)) zeigt, dass die gebogene Zuführung des Wellenleiters an die Unterseite keinen definierten Übergang zulässt. Es existieren in diesem Design Stege, welche so dünn werden, dass sie schon bei der Herstellung durch das Fräswerkzeug umgebogen werden. Nichtsdestotrotz wurden mit dieser Struktur erste Messungen am Netzwerkanalysator durchgeführt. Das Ergebnis ist in Abb. 6.16 dargestellt.

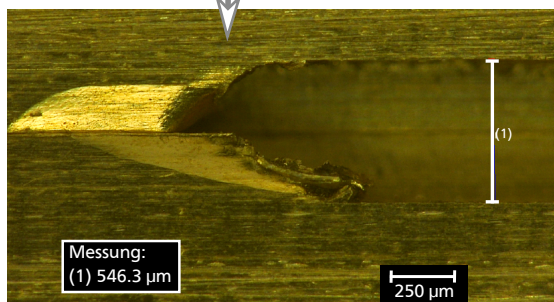
Normiert man die Einfügedämpfung des Hohlleiters auf dessen Länge, so ergibt sich eine Dämpfung von 255 dB/m, was im Vergleich mit den mikrotechnisch gefertigten Hohlleitern und den theoretisch erreichbaren Werten (Abb. 6.11) als relativ schlecht angesehen werden kann. Die Gründe hierfür zu finden ist äußerst schwierig, es ist davon auszugehen, dass der Flächenkontakt zwischen den beiden Elementen des Splitblocks an manchen Stellen nicht ausreichend ist. Positiv ist an diesen Messungen, dass die Standardabweichung bei $|S_{21}|$ und $|S_{11}|$ sehr gering ist. Diese Tatsache ermöglicht es, später



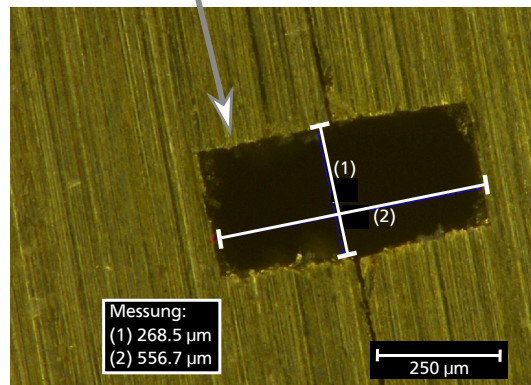
a)



b)



c)



d)

Abbildung 6.15: Fotos der gefertigten Struktur. Ein Element des Splitblocks (a) und Vergrößerung des Flansches (b). Unter (c) ist die Öffnung an der Unterseite des Hohlleiters dargestellt, hierzu wurden beide Elemente des Splitblocks zusammengefügt. Es ist zu erkennen, dass sich die dünnen Wände am Übergang zur Öffnung stark verbogen haben. Unter (d) ist die Öffnung des Hohlleiters und die Vermessung der Geometrie dargestellt.

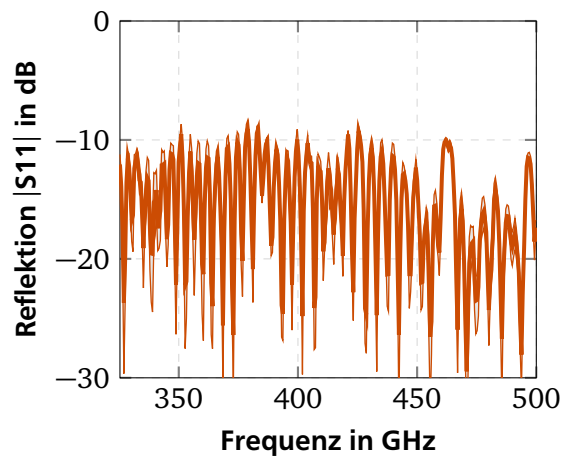


Abbildung 6.16: Vermessung des ersten Splitblocks im Netzwerkanalysator. Aufgetragen ist der Mittelwert des Spektrums und die Standardabweichung. Für die einzelnen Messungen wurde ein Messingplättchen aber auch unterschiedliche Aktor-Chips mit flach aufliegenden Nickelstrukturen in das System gebracht. Somit entsprechen die Messungen weitestgehend dem aktuierten Zustand des geplanten Schalters. Die Einfügungsdämpfung dieses Splitblocks bleibt mit minimal 14 dB leider weit hinter den Erwartungen zurück.

trotz der schlechten Eigenschaften des Hohlleiters den Einfluss von gekrümmten Aktorstrukturen auf die THz-Eigenschaften zu untersuchen.

6.5.2 Zweite Version - Schnitt entlang der Mitte der kurzen Kante

Basierend auf den später folgenden Simulationen (siehe Kapitel 7) ist es sinnvoll, einen zusätzlichen Hohlleiter zu fertigen, welcher es ermöglicht die gekrümmten Strukturen des Aktors senkrecht zur langen Seite des Hohlleiters einzubringen. Mit den beiden Hohlleiterversionen können dann experimentell unterschiedliche Schalteranordnungen miteinander verglichen werden. Mit dem Wissen, dass der erste Hohlleiter eine relativ schlechte Einfügedämpfung aufweist, werden einige Details beim Design des Hohlleiters angepasst:

Verkürzung der Länge des Wellenleiters

Durch das Einbringen einer Aussparung für den Chip muss der Wellenleiter nicht mehr bis zur Unterkante des Splitblocks geführt werden.

Vermeidung von Bohrungen an der Schnittkante

Die für den Flansch notwendigen Bohrungen werden in Höcker vorgenommen. Das Gegenstück zeichnet sich dann durch Taschen an derselben Stelle aus.

Unnötige Kontaktstellen minimieren

Die beiden Hälften des Splitblocks sollten sich nun nur noch an den Wänden des Wellenleiters und an zwei dünnen Stegen an der Ober- und Unterkante des Splitblocks berühren. Im Gegensatz zur ersten Version wird alles bis auf die genannten Elemente abgesenkt. Ebenfalls wird der Kontakt zum Aktor-Chip auf das Wesentliche reduziert.

Eckiger Übergang zum Aktor-Chip

Der Übergang zum Aktor-Chip wird nun nicht mehr in Form einer Kurve, sondern in Form einer Ecke realisiert. Diese wurde durch Simulation in ihrer Gestalt optimiert und weist weniger dünne Stege als die erste Version auf.

Darauf basierend ist ein Splitblock mit einer Größe von $l \times b \times h = 45 \times 24 \times 24 \text{ mm}^3$ entstanden. Dieser ist in Abb. 6.17 dargestellt. Unabhängig von den THz-Eigenschaften wurde zu diesem Splitblock ein Konzept zur Halterung des Aktor-Chips verwirklicht, mit dem es möglich sein soll, den Aktor definiert in das System einzubringen. Hierfür wird der Aktor-Chip in eine Halterung geklemmt und diese dann über Passstifte auf den Splitblock gedrückt. Technische Zeichnungen hierzu sind im Anhang unter Abschnitt I.2 zu finden. Der Vollständigkeit halber muss noch erwähnt werden, dass in den Hohlleiter auf Höhe der Öffnung des Aktor-Chips kleine Stege integriert sind, welche später als Anschlag für die gekrümmte Struktur des Aktors dienen sollen. Deren Funktion und Design wird im folgenden Kapitel näher erläutert.

Dieser Splitblock wurde ebenfalls in Messing gefertigt. Vor dem galvanischen Beschichten mit Nickel und Gold werden erste Messungen im Netzwerkanalysator durchgeführt. Bei diesen wird im Mittel eine Einfügedämpfung von 50 dB gemessen. Daraufhin wird der Splitblock nochmals mit feinen Feilen und Schleifpapier nachbearbeitet um eventuell vorhandene Grate, die einen ordentlichen Flächenkontakt verhindern könnten, zu entfernen. In den darauf folgenden Messungen konnte dann eine Einfügedämpfung besser als 6 dB gemessen werden. Nach diesen Schritten wurde dann die galvanische Beschichtung mit Nickel und Gold, wie schon beim vorangegangenen Hohlleiter, vorgenommen. Die gefertigten Strukturen sind in Abb. 6.18 dargestellt.

Die Charakterisierung im Netzwerkanalysator erfolgt mit einem blanken Chip aus Messing als Ersatz für den Aktor-Chip. Zur Bestimmung der Messunsicherheit wird dieser blanke Chip für jede einzelne Messung neu eingesetzt. Die Ergebnisse sind in Abb. 6.19 dargestellt.

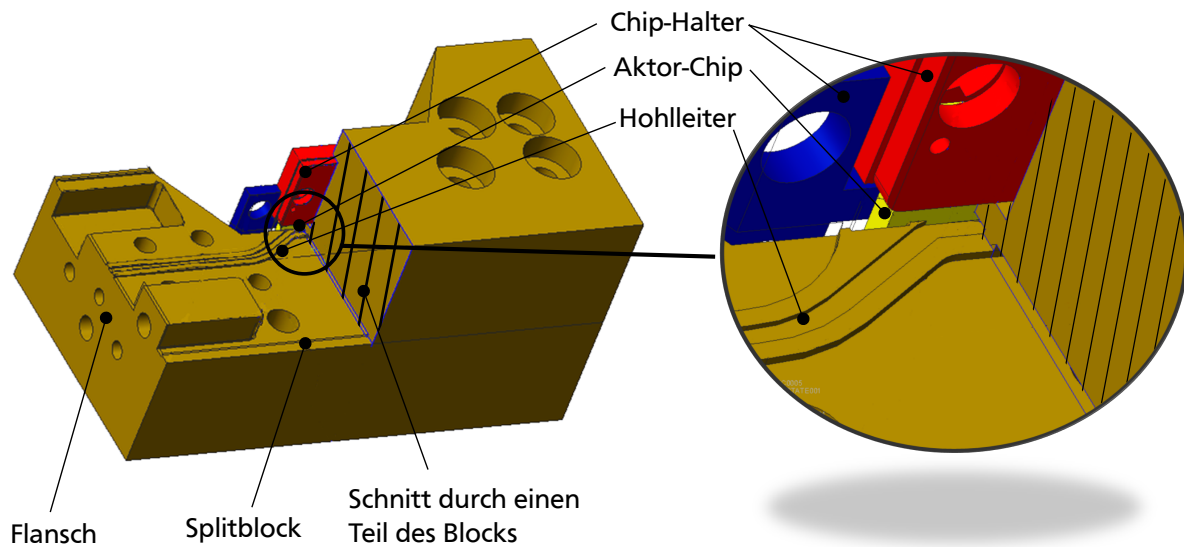


Abbildung 6.17: Entwurf des zweiten Splitblocks. Dieser Hohlleiter ist in der Mitte der kurzen Seite geteilt. Bei der Umsetzung wurden die im Text genannten Optimierungen vorgenommen.

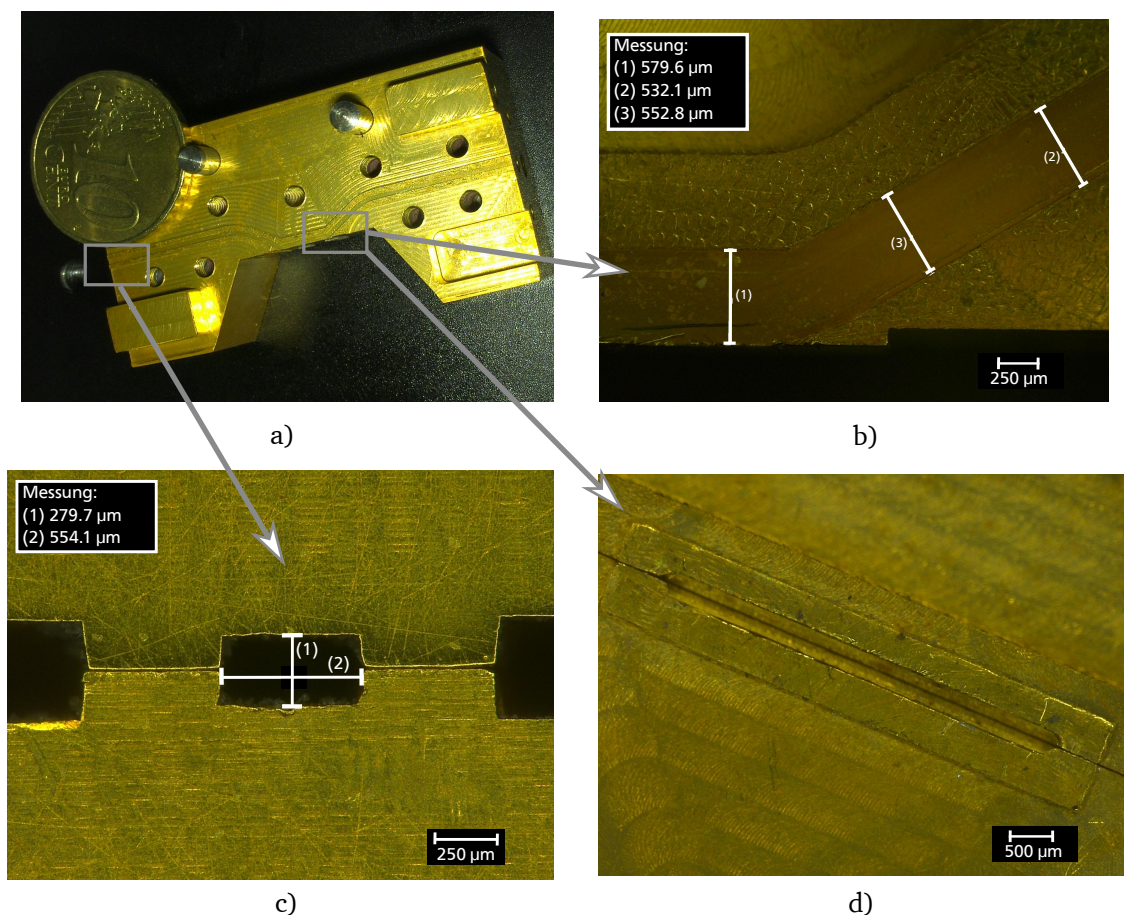


Abbildung 6.18: Fotos des gefertigten 2. Hohlleiters. Dargestellt ist ein Element des Hohlleiters als Ganzes (a) und der Übergang zum Aktorchip im Detail (b). Dieser Übergang ist in (d) von unten im zusammengebauten Zustand dargestellt. Ebenfalls in der Verbindung beider Splitblock-Teile dargestellt ist der Flansch (c).

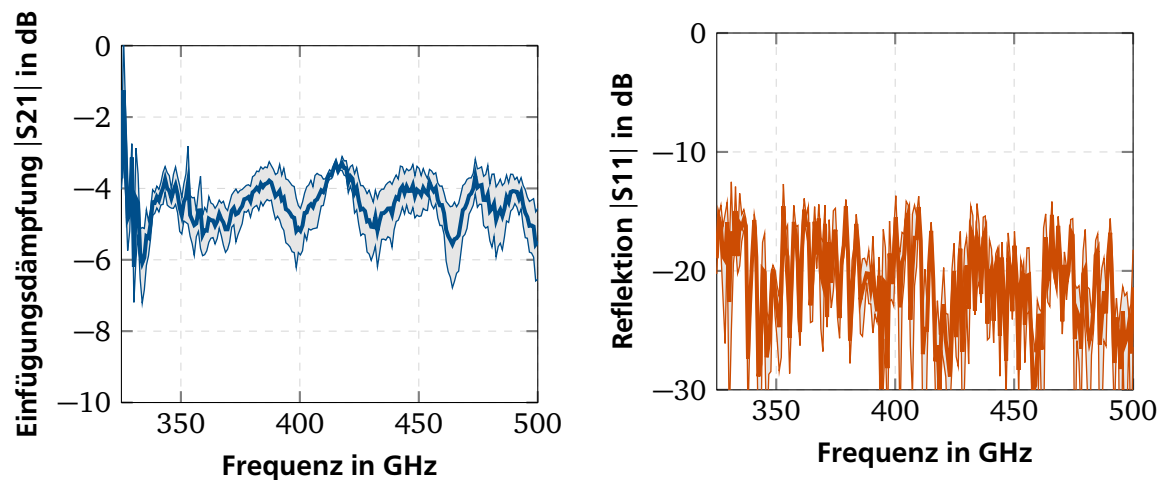


Abbildung 6.19: Vermessung des zweiten Splitblocks im Netzwerkanalysator. Aufgetragen ist der Mittelwert des Spektrums und die Standardabweichung. Die Reflektionen sind mit maximal -14 dB wesentlich geringer als beim ersten Splitblock. Erfreulich ist aber vor allem die hohe Transmission von über -6 dB über dem gesamten Frequenzbereich und -4.4 dB im Mittel.

So ergibt sich für diesen Hohlleiter bei einer Länge von ca. 5 cm eine Dämpfung von 120 dB/m. In Zusammenhang mit den geringen Schwankungen steht so ein Hohlleiter zur Verfügung, mit dem es möglich ist, die Integration von Wanderkeilaktoren in THz-Schalter weiter zu untersuchen.

6.6 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde mit der Untersuchung von Hohlleitern und Integrationskonzepten ein weiterer Schritt in Richtung eines THz-Hohlleiterschalters basierend auf Wanderkeilaktoren vorgestellt. So wurden die Verlustmechanismen bei Hohlleitern zusammengefasst und der Stand der Technik von mikrostrukturierten Hohlleitern für Frequenzen oberhalb von 100 GHz verglichen. Basierend darauf wurden unterschiedliche Konzepte für die Integration von Wanderkeilaktoren basierend auf mikrotechnischen und nicht mikrotechnischen Hohlleitern vorgestellt und verglichen. Als am erfolgversprechendsten wird ein Konzept basierend auf einer gefrästen Hohlleiterstruktur angesehen, welches von oben kommend schräg auf den Aktor-Chip zuläuft. Dieses Konzept wurde in Form von zwei Splitblock Strukturen umgesetzt, welche sich maßgeblich durch die Ausrichtung der Schnittebene unterscheiden.



7 Schalten von THz-Signalen mit elektrostatischen Wanderkeilaktoren

In den vorangegangenen Kapiteln konnten alle wesentlichen Aspekte, welche dem Design von wanderkeilbasierten Hohlleiterschaltern vorausgehen müssen, geklärt werden. Für Wanderkeilaktoren wurde ein Herstellungsprozess etabliert und vorgestellt. Die theoretischen Grenzen von Wanderkeilaktoren im Allgemeinen und die Randbedingungen zur Herstellung eigener Aktoren wurden untersucht. Hohlleiter für die Integration von MEMS-Chips wurden hergestellt und charakterisiert.

Wanderkeilaktoren lassen sich auf unterschiedliche Arten in einen Hohlleiter integrieren. Die verschiedenen Konzepte werden in diesem Kapitel miteinander verglichen. Hierzu werden Simulationen vorgestellt, welche die Restriktionen der Wanderkeilaktoren berücksichtigen. Aus diesen Simulationen wird ein Konzept eines THz-Schalters abgeleitet, welches mit dem vorgestellten Hohlleiter aufgebaut wird. Durch Messungen an passiven Schaltelementen wird die Leistungsfähigkeit des finalen Schalterdesigns validiert.

7.1 Zusammenfassung der Randbedingungen

Für die Auslegung von THz-Schaltern gibt es mehrere Randbedingungen und Zusammenhänge, die berücksichtigt werden müssen. Diese ergeben sich zu einem großen Teil aus den vorangegangenen Betrachtungen. Teilweise müssen aber noch einzelne Zusammenhänge näher erläutert werden. So gilt es einen Zusammenhang zwischen Kontaktkraft und Kontaktwiderstand herzustellen. Weiter spielen die Dimensionen des Hohlleiters eine Rolle, da diese über die Dimensionierung des Wanderkeilaktors entscheiden und so die Kontaktkraft des Schalters beeinflussen. In diesem Abschnitt sollen die einzelnen Größen, so wie sie in der Simulation berücksichtigt werden können, abgeleitet werden.

7.1.1 Kraftabhängigkeit des Kontaktwiderstands

Im 5. Kapitel werden die Grenzen von elektrostatischen Wanderkeilaktoren in Bezug auf die darstellbaren Kräfte, aber auch die Schaltgeschwindigkeiten erörtert. Für die Auslegung ist, solange keine hohen Anforderungen an die Schaltgeschwindigkeiten gestellt werden, die Maximierung der Kontaktkraft ein wichtiges Kriterium, da diese einen Einfluss auf den Kontaktwiderstand des Schaltelements und somit wahrscheinlich auch einen Einfluss auf die Isolation des Schalters hat. Für Schalter mit Aktoren, welche senkrecht zur kurzen Seite des Hohlleiters stehen, ist dieser Effekt in [59] beschrieben. Für Kontaktwiderstände zwischen 0,4 und 80 Ohm ergeben sich in dieser Veröffentlichung für den gezeigten Aufbau simulierte Isolationswerte zwischen 10 und 60 dB. Der exakte Zusammenhang zwischen Kontaktkraft und Kontaktwiderstand kann der Veröffentlichung leider nicht entnommen werden.

Um diesen Zusammenhang herzustellen, können entweder eigene Messungen durchgeführt werden, oder aber Werte aus der Literatur zu Grunde gelegt werden. Aufgrund der guten Datenlage wird die zweite Variante gewählt. Eine Zusammenfassung zur Modellierung und zur Charakterisierung von Kontaktwiderständen mit Messdaten aus unterschiedlichen Quellen ist bei Staab [74] zu finden. Die dort zusammengetragenen Messwerte beziehen sich alle auf Gold-Gold-Kontakte im für diese Arbeit relevanten Kraftbereich und sind in Abb. 7.1 dargestellt. Basierend auf diesen Werten wird eine Worst-Case-Abschätzung für den Kontaktwiderstand getroffen, welche für die später folgende Auslegung von

THz-Schaltern verwendet werden kann. Die verwendete Kurvenform beschreibt eine reziproke Proportionalität des Kontaktwiderstands zur dritten Wurzel der Kontaktkraft, was sich aus der Holm'schen Kontakttheorie [134] ableiten lässt. Eine Proportionalitätskonstante von $0,014\Omega\sqrt[3]{N}$ wurde so gewählt, dass der Widerstand in jedem Falle größer ist als die Messwerte der Literatur.

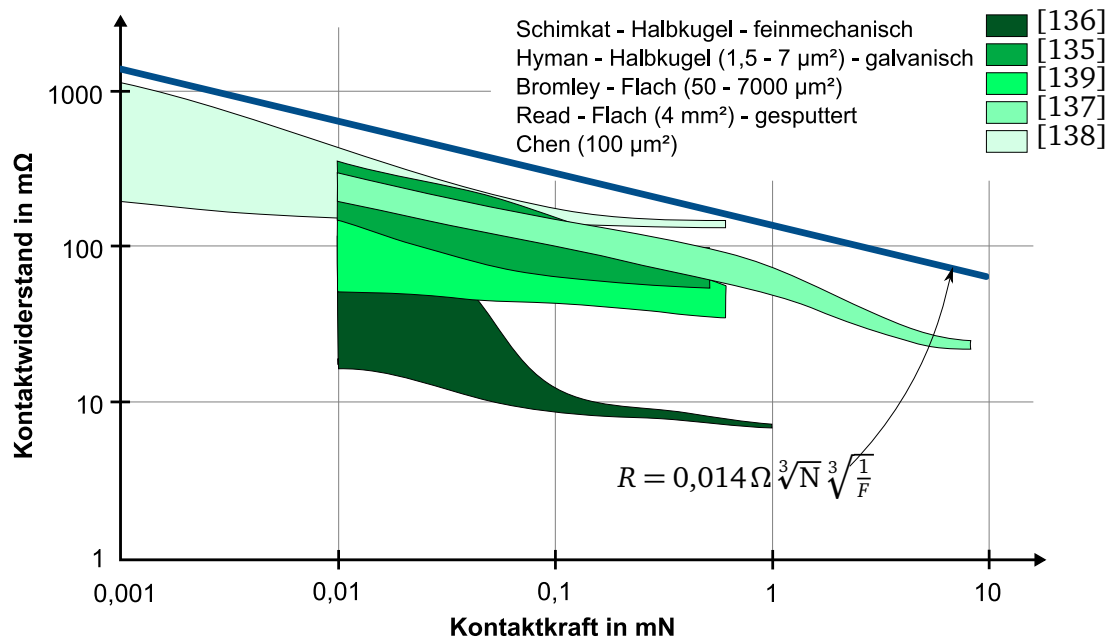


Abbildung 7.1: Zusammenfassung verschiedener Kennlinien von Kontaktwiderstand über Kontaktkraft für Gold-Gold-Kontakte. Der Grafik von Staab [74] wurde eine Trendlinie hinzugefügt, welche den Worst-Case darstellen soll. Diese Abschätzung wird für die weiteren Simulationen und Berechnungen zu Grunde gelegt.

7.1.2 Dimensionierung des Schalters

Je nachdem, wie die Aktoren in den Hohlleiter integriert werden, ergeben sich unterschiedliche Randbedingungen durch die Größe des Hohlleiters. Der Bauraum ist auf jeden Fall durch den maximalen Querschnitt ($560 \times 280 \mu\text{m}$) begrenzt. In der Länge besteht eine solche Einschränkung nicht, jedoch sollte diese nicht mehr als 1 cm betragen, um die Größe der Aktorchips klein zu halten. Für Aktoren, welche senkrecht zur kurzen Seite des Hohlleiters integriert werden, steht als Breite die lange Seite des Querschnitts abzüglich eines Abstands zwischen Aktor und Hohlleiterwand zur Verfügung. Auf dieser Breite können ein einzelner Aktor, oder auch mehrere Aktoren integriert werden. Bei dieser Art von Schalter ist es zudem möglich, die Höhe des Hohlleiters zu reduzieren. Somit kann die Höhe des Anschlags reduziert werden, was sich positiv auf die Kontaktkraft auswirkt. Ebenfalls kann damit eine Reduzierung der Länge des Aktors einhergehen. Es muss aber auch beachtet werden, dass eine Reduktion der Hohlleiterhöhe mit höheren Verlusten einhergeht (Abb. 7.2). Für Aktoren, welche senkrecht zur langen Seite des Hohlleiters integriert werden, stehen als Breite nur die kurze Seite, abzüglich der Abstände zum Rand zur Verfügung. Als maximale Höhe für den Anschlag sollte die Hälfte der langen Seite ausreichen, da hier das elektrische Feld am größten ist.

Die exakte Biegelinie der gekrümmten Zunge im eingespannten Zustand wird für die Auslegung der Schalter zwar als nicht so wichtig angesehen, sie sollte aber trotzdem zumindest näherungsweise im Simulationsmodell berücksichtigt werden. Sie ergibt sich aus der ursprünglichen Balkenkrümmung $1/R$, der Höhe des Kontakts w_{Max} und der Länge des Balkens. Zur Vereinfachung wird die Biegelinie des eingespannten Balkens in den Simulationen durch einen gekrümmten Balken mit konstantem Krümmungs-

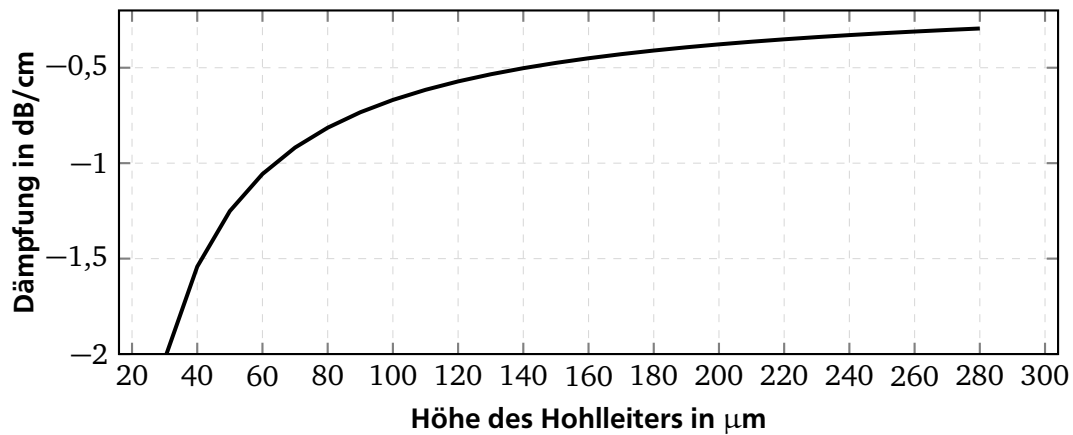


Abbildung 7.2: Dämpfung im Hohlleiter durch die Reduktion der Hohlleiterhöhe. Die Kurve resultiert aus den berechneten theoretischen Verlusten eines Gold-beschichteten Hohlleiters für 330-500 GHz (Breite von 280 µm), bei einer Frequenz von 415 GHz.

radius R_E genähert. Diese berechnet sich dann nur noch aus der Länge l und der Höhe der Einspannung w_{Max} :

$$R_E = \frac{l^2}{2w_{\text{Max}}} \quad (7.1)$$

Die Abweichung dieser Näherung zur exakten Biegelinie ist von vielen Parametern abhängig. Wenn man aber davon ausgeht, dass der gekrümmte Balken durch die Einspannung um maximal 50 % seiner anfänglichen Auslenkung nach unten gedrückt wird, kann der Fehler der maximalen Auslenkung des Balkens mit weniger als 10 % angenommen werden. Dies ergaben Berechnungen mit unterschiedlichen Parametersätzen (Abb. 7.3). Für ein kleineres Verhältnis zwischen ursprünglicher und eingespannter Auslenkung ist mit noch kleineren Fehlern zu rechnen.

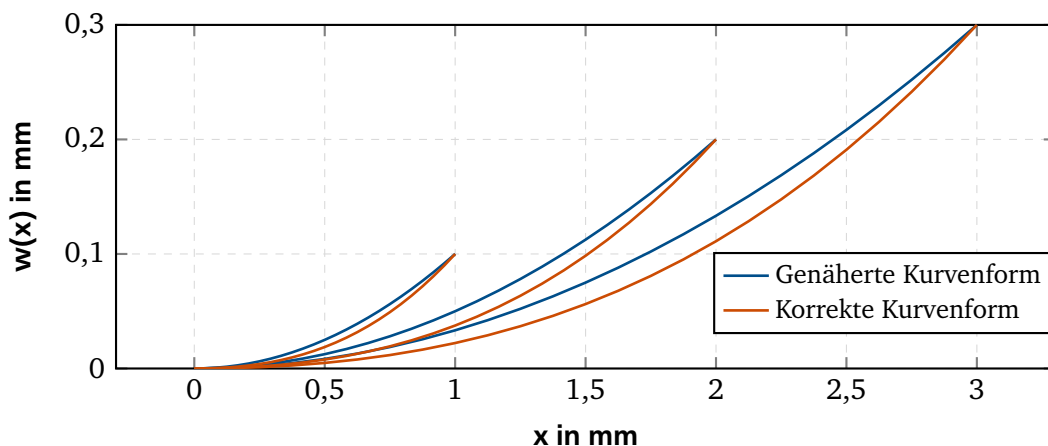


Abbildung 7.3: Vergleich der genäherten Kurvenform und der exakten Kurvenform. Die exakte Kurvenform berechnet sich aus der Balkenkrümmung, welche durch die intrinsische Vorspannung zustande kommt und der Einspannung am hinteren Ende durch einen oberen Anschlag. Die genäherte Kurvenform nimmt eine Kreisform an und ist unabhängig von der ursprünglichen Auslenkung im nicht eingespannten Zustand. Dargestellt sind drei unterschiedliche Kombinationen aus Aktorlänge und Anschlaghöhe. Für die exakte Berechnung wurde die Ursprungsauslenkung auf die doppelte Anschlagshöhe gesetzt.

7.1.3 Annahmen zu den Grenzen des elektrostatischen Prinzips

Bei der Untersuchung der Grenzen von elektrostatischen Wanderkeilaktoren in Kapitel 5 konnten mehrere limitierende Faktoren gefunden werden. Diese sollen in die folgenden Simulationen mit eingehen. Für die weiteren Simulationen wird angenommen, dass sich der Krümmungsradius und die Schichtdicke der gekrümmten Elektrode frei einstellen lassen. Der weitere Schichtaufbau soll dem beschriebenen entsprechen. Als maximale Spannung stehen 150 V zur Verfügung. Da für ein zuverlässiges Schalten ungefähr das Doppelte der berechneten Spannung notwendig ist, wird als begrenzendes Limit eine elektrische Spannung von 75 V gewählt (siehe Kap. 5.7). Damit lassen sich für die in Kapitel 5 beispielhaft untersuchten Aktoren dieselben Kräfte erzielen wie für Aktoren mit Polyimid (PI) als Dielektrikum und bei 150 V als maximaler Spannung, wie in Abb. 5.19 eingezeichnet. Die herstellungsbedingten Restriktionen fallen in den selben Bereich für den Fall, dass die vorgespannte Schicht eine Dicke von 1 μm aufweist.

Mit diesen Annahmen werden in den folgenden Abschnitten die beiden Anordnungen mit einem Aktor senkrecht zur kurzen beziehungsweise senkrecht zur langen Seite des Hohlleiters untersucht.

7.2 Skalierung von Schaltern mit Aktoren senkrecht zur kurzen Seite des Hohlleiters

Im Stand der Technik sind einige Konzepte für Hohlleiterschalter zu finden, bei denen die gekrümmten Strukturen senkrecht zum elektrischen Feld in den Hohlleiter integriert werden. Dadurch wird das elektrische Feld zwischen der Spitze und der Einspannung des Aktors überbrückt. In den vorangegangenen Kapiteln wurde die Vermutung aufgestellt, dass sich diese existierenden Konzepte nicht einfach bei höheren Frequenzen nutzen lassen, da die Länge der Aktoren dann in der gleichen Größenordnung wie die Wellenlänge liegt. Somit kann der Schalter nicht als senkrechte Wand angesehen werden und wird sich dementsprechend auch anders verhalten. Diese Aussage gilt es in den folgenden Abschnitten durch Simulationen zu verifizieren. Hierzu werden elektromagnetische Simulationen mit CST Microwave Studio durchgeführt. Unterschiedliche Parameter werden im Laufe dieser Simulationen variiert, um einen möglichst vollständigen Eindruck der verschiedenen Abhängigkeiten zu erhalten.

7.2.1 Simulationsmodell

Zur Untersuchung der Eigenschaften unterschiedlicher Anordnungen soll in erster Linie die Isolation des Schalters im geschlossenen Zustand untersucht werden. Die Betrachtung der Einfügungsdämpfung im offenen Zustand wäre zwar auch interessant, wird aber nicht weiter betrachtet. Diese sollte im Idealfall der Dämpfung des Hohlleiters ohne Schaltelement entsprechen, weil die gekrümmte Elektrode im flach anliegenden, aktuierten Zustand kein geometrisches Hindernis für die Welle darstellt. Somit hängt die Einfügungsdämpfung im offenen Zustand maßgeblich vom verwendeten Hohlleiter ab, im idealisierten Simulationsmodell werden diese Verluste aber nicht berücksichtigt. Da sich die Isolation aus dem Verhältnis der Transmission im offenen und geschlossenen Zustand zusammensetzt, die Transmission im offenen Zustand aber ohne Verluste simuliert wird, lässt sich die Höhe der Isolation allein über die Transmission im geschlossenen Zustand bestimmen. Die Zielsetzung in den folgenden Simulationen ist somit einen $|S_{21}|$ -Wert mit einer möglichst großen Dämpfung zu erreichen.

Das Simulationsmodell (Abb. 7.4) basiert auf einem Hohlleiter mit perfekt leitenden Seitenwänden mit variabler Höhe, einer gekrümmten Goldstruktur und 10 diskreten Widerständen. Die Widerstände sollen den kraftabhängigen flächigen Kontakt zwischen gekrümmter Elektrode und Hohlleiterwand repräsentieren. Sie werden für jede Geometrie basierend auf den theoretischen Grenzen mit den oben definierten Parametern berechnet. An der Unterseite geht die gekrümmte Elektrode direkt in die Hohlleiterwand über. Für alle Simulationen wird die Breite der gekrümmten Elektrode auf 530 μm gesetzt, so bleibt ein

Spalt von $20\text{ }\mu\text{m}$ auf jeder Seite, welcher notwendig ist, damit sich der Aktor im Hohlleiter bewegen lässt.

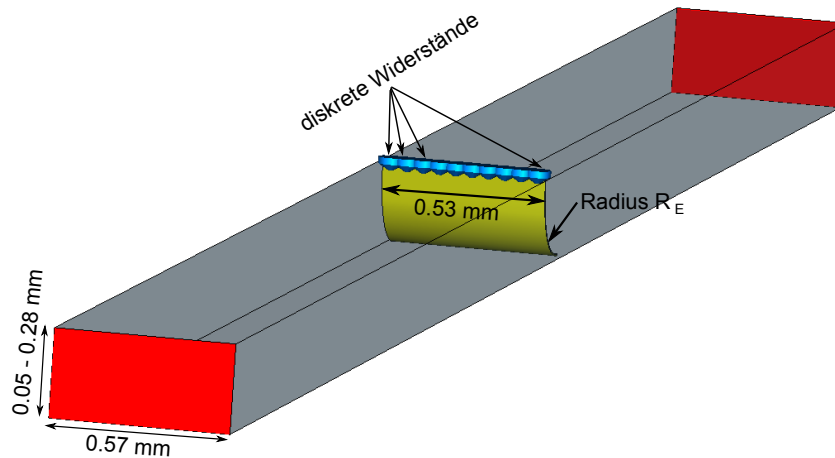


Abbildung 7.4: Simulationsmodell der Anordnung Wanderkeil senkrecht zur kurzen Seite.

7.2.2 Variation der Aktorlänge

Zuerst gilt es zu untersuchen, welche Auswirkung die Länge der gekrümmten Elektrode bei der vollen Hohlleiterhöhe auf die Isolation hat. Hierzu wird die Länge der gekrümmten Elektrode variiert, was im Modell in einem angepassten Krümmungsradius resultiert. Durch die gegebene Einspannungshöhe, Länge und Breite lässt sich dann unter Berücksichtigung der genannten elektrischen Randbedingungen ein optimaler Krümmungsradius im nicht eingespannten Zustand, eine dazugehörige Dicke und auch die resultierende Kraft an der Einspannung berechnen. Aus dieser Kraft ergibt sich ein Widerstand, der auf die einzelnen Widerstände des Simulationsmodells aufgeteilt wird. Diese Aufteilung kann auf unterschiedliche Weise von statten gehen. Man kann einerseits die Kräfte auf die einzelnen Elemente aufteilen und daraus jeweils einen Widerstand bestimmen, man kann aber auch von einem definierten Gesamtwiderstand ausgehen, der sich aus den einzelnen Widerständen zusammensetzt. Da der Zusammenhang zwischen Widerstand und Kraft nicht linear ist, unterscheiden sich beide Fälle stark, z.B. $0,6\text{ }\Omega$ zu $3\text{ }\Omega$ für die einzelnen Widerstände. Welches Modell näher an der Realität ist, kann hier nicht gesagt werden, es hängt wahrscheinlich von der Ausgestaltung des Schalters ab. Deswegen werden bei den folgenden Simulationen immer beide Möglichkeiten betrachtet. Die Ergebnisse sind in Abb. 7.5 dargestellt. Bei diesen Versuchen wird zum besseren Vergleich bei jeder Simulation der Mittelwert von $|S_{21}|$ über den gesamten Frequenzbereich gebildet. Die Frequenzabhängigkeit der einzelnen Simulationen ist der Vollständigkeit halber im Anhang K zu finden.

In Abb. 7.5 sind mehrere Kurven dargestellt, welche sich in den angesetzten Kontaktwiderständen unterscheiden. So sind einerseits die minimal erreichbaren Widerstände in Abhängigkeit von der Berechnungsmethode dargestellt, andererseits werden zum Vergleich Simulationsergebnisse für einen nahezu perfekten Übergangswiderstand ($10\text{ m}\Omega$) und für einen sehr schlechten Übergangswiderstand ($10\text{ k}\Omega$) dargestellt. Der kleinste Wert für die Aktorlänge bei diesen Versuchen stellt die minimal mögliche Aktorlänge dar. Die gekrümmte Elektrode bildet in diesem Zustand einen viertel Kreis aus. Hier muss beachtet werden, dass das Berechnungsmodell für die resultierenden Kräfte relativ große Fehler aufweist, da die Kleinwinkelnäherung im Modell Verwendung findet.

Aus den Versuchen wird ersichtlich, dass sich durch Integration von Aktoren in einen Hohlleiter mit seiner üblichen Geometrie keine nutzbaren Isolationswerte erzielen lassen. Allein für einen großen Kontaktwiderstand und einer Aktorlänge von $0,4\text{ mm}$ ergibt sich eine Transmission von $< -15\text{ dB}$. Ein positiver

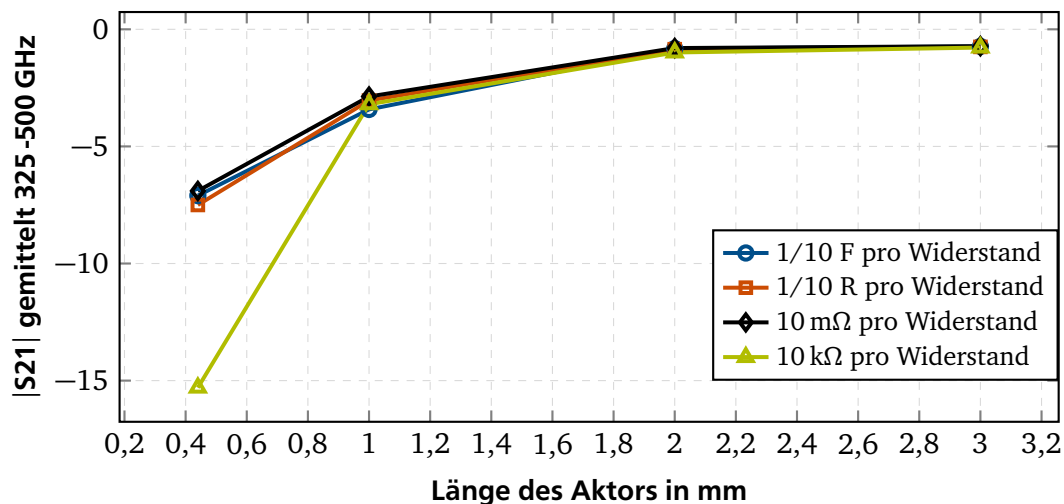


Abbildung 7.5: Vergleich der Simulationsergebnisse zur Untersuchung des Einflusses der Aktorlänge bei einer Hohlleiterhöhe von $280\text{ }\mu\text{m}$. Als Kontaktwiderstände werden die aus der maximalen berechneten Kraft resultierenden Werte angesetzt. Zusätzlich sind Simulationsergebnisse für sehr geringe und sehr hoher Kontaktwiderstände mit eingezeichnet. Während sich die unterschiedlich modellierten berechneten Kontaktwiderstände kaum unterscheiden, fällt die gute Reflektion bei der geringst möglichen Länge und einem sehr hohen Kontaktwiderstand auf. Letzteres widerspricht der Vermutung, dass der Kontaktwiderstand möglichst klein sein sollte. Der Grund für dieses Ergebnis wird die Tatsache sein, dass sich der gekrümmte Balken bei der mittleren Frequenz von 400 GHz über $1/4$ der Wellenlänge im Hohlleiter erstreckt.

Einfluss eines kleinen Kontaktwiderstands kann bei dieser Anordnung also nicht gefunden werden. Dies wird vor allem darauf zurückgeführt, dass sich die Aktoren bei dieser Geometrie über $1/4\lambda$ und mehr erstrecken.

7.2.3 Experimentelle Verifikation der Simulationen

Die schlechte Isolation dieser Geometrie konnte auch im Experiment bestätigt werden. Hierzu wurde in den im vorangegangenen Kapitel vorgestellten Hohlleiter (Version 1) eine gekrümmte Elektrode mit einer Länge von 3 mm integriert. Zum Vergleich wurde eine Struktur integriert, welche eine flach auf dem Substrat aufliegende Elektrode aufweist. Aus der Differenz der beiden S-Parameter (in dB) wird die Isolation des Schalters berechnet. Die schlechten Transmissionseigenschaften des Hohlleiters spielen für die Verifikation somit keine Rolle. In Abb. 7.6 sind die frequenzabhängigen Ergebnisse dargestellt. Als Mittelwert ergibt sich eine Isolation von $4,3\text{ dB}$.

Mit dieser Isolation fügt sich die Messung gut in die Simulationen ein. Diese ergeben bei einer Aktorlänge von 3 mm zwar nur eine Isolation von $0,7\text{ dB}$, wurden aber mit perfekt leitfähigen Materialien durchgeführt.

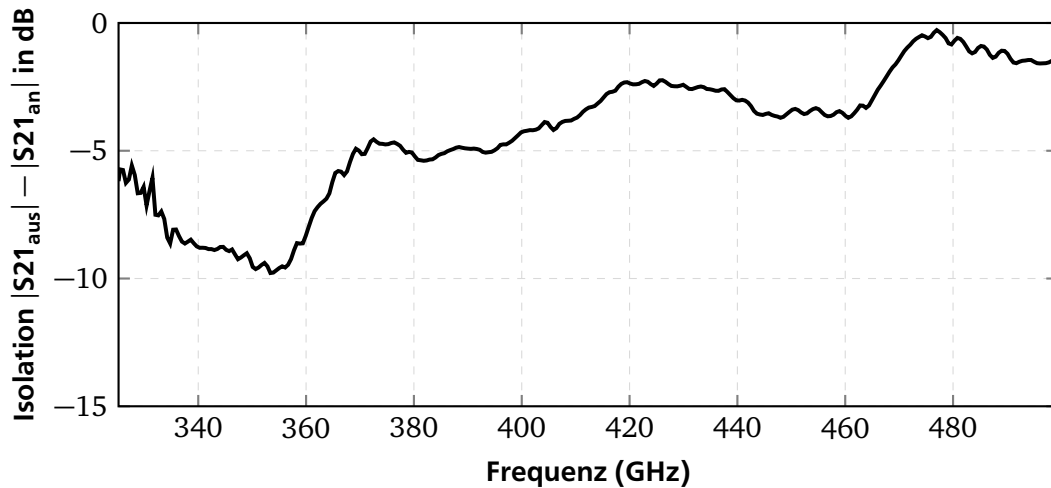


Abbildung 7.6: Experimentelle Validierung der Simulationsergebnisse durch Messungen am Netzwerkanalysator. Verwendet wird der im vorangegangenen Kapitel beschriebene Splitblock Version 1. Dieser verfügt über eine Hohlleiterhöhe von $280\text{ }\mu\text{m}$. Integriert wird eine gekrümmte Elektrode mit einer Länge von 3 mm . Die dargestellten Werte stellen die Differenz der Messungen des Hohlleiters mit gekrümmter Elektrode und des Hohlleiters ohne gekrümmte Elektrode dar.

7.2.4 Variation der Hohlleiterhöhe

Aufgrund der gezeigten schlechten Ergebnisse bei der Integration von Wanderkeilaktoren in Hohlleiter mit üblicher Höhe werden nun noch Simulationen mit verringerter Hohlleiterhöhe durchgeführt. Zum besseren Vergleich wird bei der Variation der Hohlleiterhöhe der Krümmungsradius des Balkens im Hohlleiter so angepasst, dass sich jeweils dasselbe Kreissegment im Hohlleiter befindet ($1/4$ Kreis und $1/6$ Kreis). Interessanterweise resultiert dies in Kräften und Widerständen, welche unabhängig von der Hohlleiterhöhe sind. Die Ergebnisse der Simulationen sind in Abb. 7.7 dargestellt.

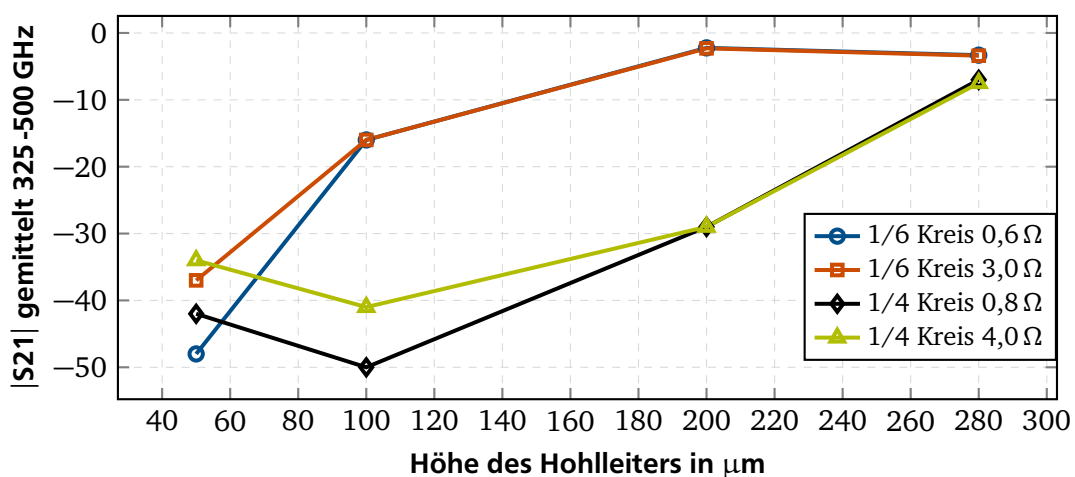


Abbildung 7.7: Vergleich der Simulationsergebnisse zur Untersuchung des Einflusses der Hohlleiterhöhe auf die Isolation des Schalters. Die eingetragenen Messwerte stellen den Mittelwert über das gesamte Frequenzband von $325\text{--}500\text{ GHz}$ dar. Als Kontaktwiderstände werden die aus der maximal erreichbaren berechneten Kraft resultierenden Werte angesetzt. Bei geringen Hohlleiterhöhen kann zudem die Abhängigkeit der Isolation vom Kontaktwiderstand erkannt werden.

Anhand dieser Simulationen lässt sich erkennen, dass eine Verringerung der Hohlleiterhöhe einen großen Einfluss auf die Transmission im geschlossenen Zustand hat. Insbesondere bei starken Krümmungen ergibt sich eine Transmission von weniger als -30 dB. Jedoch muss beachtet werden, dass diese Krümmungen nur durch extrem dünne Strukturen zu erreichen sind. Die erforderlichen Balkendicken und Krümmungsradien sind in Abb. 7.8 dargestellt.

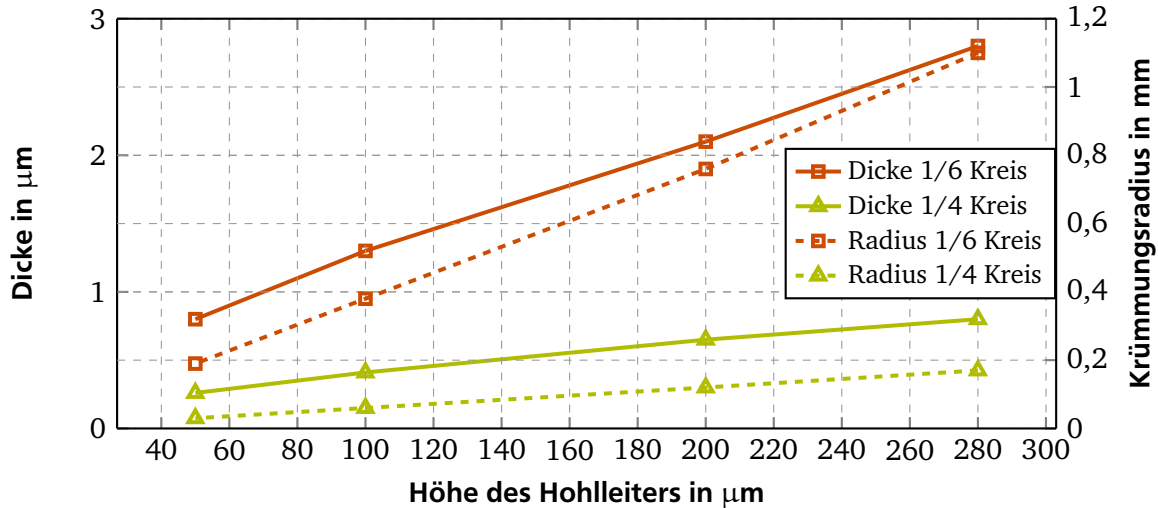


Abbildung 7.8: Darstellung der Dicke und der ursprünglichen Krümmung des Balkens des Wanderkeilaktors. Die Werte ergeben sich aus dem elektrostatischen Prinzip und den Randbedingungen, welche zu Beginn des Kapitels erläutert wurden. Die Grafik verdeutlicht die geringe Dicke und den geringen Krümmungsradius, welche für kurze Aktoren (1/4 Kreis) über die gesamte Höhe und für die längeren Aktoren (1/6 Kreis) unter einer Höhe von $200\text{ }\mu\text{m}$ notwendig sind.

So wird deutlich, dass die gekrümmten Strukturen, welche einen 1/4 Kreis realisieren sollen, unter einem Mikrometer dick sind. Beim 1/6 Kreis sind die Strukturen für Hohlleiterhöhen von $50\text{--}100\text{ }\mu\text{m}$ ebenfalls kleiner als $1\text{ }\mu\text{m}$. Für die Fertigung aus galvanischem Nickel sind diese Geometrien somit nicht geeignet, da hier jede Schicht mindestens $1\text{ }\mu\text{m}$ an Dicke aufweisen sollte. Darunter wird es schwierig homogene Schichten zu erzeugen. Nichtsdestotrotz ist nicht auszuschließen, dass eine Realisierung solcher Schaltelemente gelingen kann. Jedoch müssten dann Dünnschichtprozesse und andere Materialien zum Einsatz kommen. Insbesondere stellt die Anordnung mit 1/4-Kreis und $200\text{ }\mu\text{m}$ Hohlleiterhöhe eine optimale Kombination dar, da hier die Verluste, welche von einer Reduzierung der Hohlleiterhöhe herrühren, minimal sind.

7.2.5 Zusammenfassung der Ergebnisse

Die Simulationen zeigen, dass es durchaus möglich sein kann, diese Art von Schalter mit guten Isolationswerten zu realisieren. Leider stehen hierfür aber nicht die Technologien zur Verfügung, da die Schichtdicken und Krümmungsradien der gekrümmten Elektroden für die galvanische Herstellung zu klein sind. Deswegen wird auf eine ausführlichere Ausarbeitung der genannten Ansätze verzichtet.

7.3 Untersuchung der Schalteigenschaften von senkrecht zur langen Seite des Hohlleiters integrierten Aktoren

Die vorangegangenen Simulationen und Messungen basieren auf Wanderkeilaktoren, welche senkrecht zum elektrischen Feld in den Hohlleiter integriert werden. Die geringe Größe des Hohlleiters bei den verwendeten Frequenzen ermöglicht aber auch eine Integration von Wanderkeilaktoren senkrecht zum magnetischen Feld und damit senkrecht zur langen Seite des Hohlleiters. Durch die Änderung der Anordnung ändert sich auch die Art, wie der gekrümmte Balken mit der Welle interagiert. In dieser Anordnung ist es vor allem die Spitze des Aktors, welche die beiden langen Seiten verbindet und somit einen Kurzschluss erzeugt, welcher zur Reflektion der elektromagnetischen Welle führen soll.

7.3.1 Idealisiertes Modell

Um zu zeigen, welche Isolationswerte man mit der Integration von Wanderkeilen senkrecht zur langen Seite erreichen kann, wird zuerst ein Modell simuliert, welches auf einem gekrümmten Balken basiert, der an den beiden Seiten in Kontakt mit der Wand des Hohlleiters steht. Bei einem konstanten Krümmungsradius von 18 mm wird die Länge des Balkens und damit auch dessen maximale Auslenkung variiert. In Abb. 7.9 wird diese Anordnung und die Interaktion mit der elektromagnetischen Welle verdeutlicht. Die Ergebnisse sind in Abb. 7.10 dargestellt.

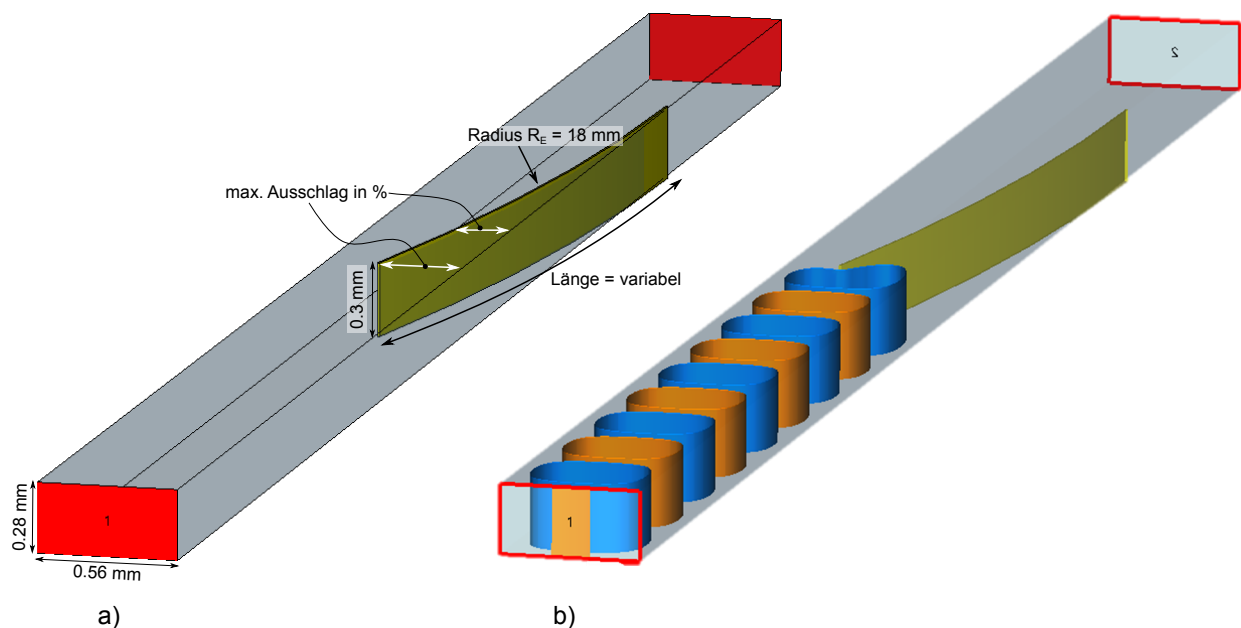


Abbildung 7.9: Simulationsmodell (a) und Feldverläufe (b) für die Integration von gekrümmten Balken senkrecht zur langen Seite des Aktors. Anders als bei der späteren Integration von Aktoren ist in diesem idealisierten Modell der gekrümmte Balken an den Seiten komplett mit der Hohlleiterwand verbunden.

Als Resultat dieser Simulationen kann festgehalten werden, dass der gekrümmte Balken mindestens bis zur Mitte des Hohlleiters hineinragen muss, um eine Isolation besser als -20 dB zu erreichen.

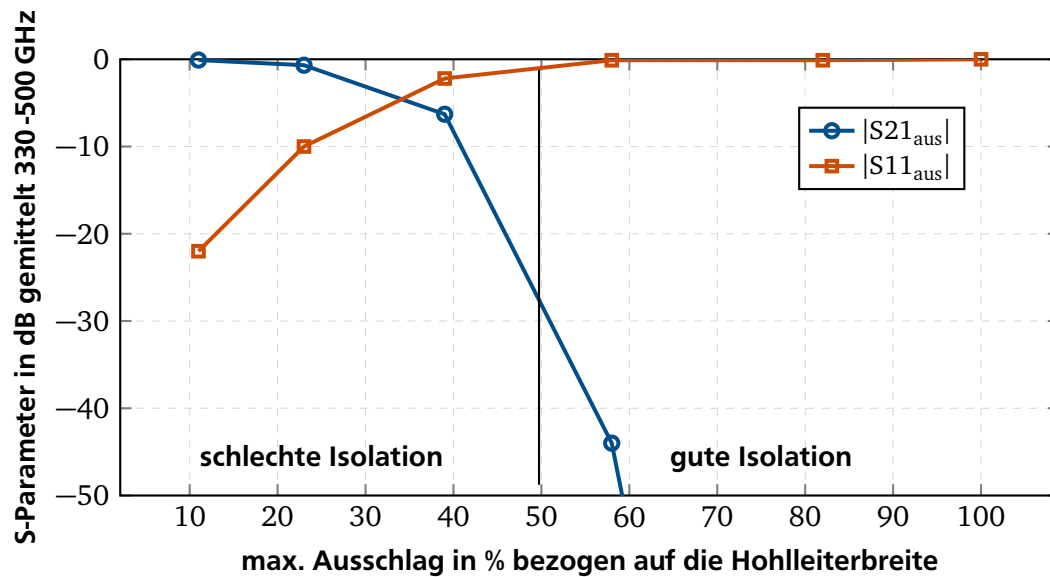


Abbildung 7.10: Einfluss der Länge des gekrümmten Balkens auf Transmission und Reflektion im idealisierten Modell. Aufgetragen sind jeweils die Mittelwerte über das Frequenzband von 330 - 500 GHz für die einzelnen Messpunkte.

7.4 Ausarbeitung und Optimierung des THz-Schalters

Die vorangegangenen Simulationen bezogen sich auf einen idealisierten Fall, der so nicht als Schalter umgesetzt werden kann. Die gekrümmte Elektrode braucht definierte Anschläge und muss sich freistehend zum Substrat ziehen lassen. Der Anschlag selbst darf das THz-Signal auch im Transmissionsmodus nur so wenig wie möglich beeinflussen. So gilt es ein Konzept auszuarbeiten, welches auf einem Wanderkeil, der senkrecht zur langen Seite des Hohlleiters integriert wird, zu entwerfen. Dies beinhaltet das Design von Anschlägen und des kompletten Schaltelements mit gekrümmter Elektrode.

7.4.1 Entwurf des Anschlags

Aufgabe des Anschlags ist es, im Reflektionsmodus des Schalters den Kontakt zwischen den beiden langen Seiten des Hohlleiters über die gekrümmte Elektrode zu ermöglichen. Im Transmissionsmodus sollte er möglichst unsichtbar für die THz-Welle sein und eine geringe Einfügungsdämpfung aufweisen. Für diesen Anschlag werden zwei keilförmig zulaufende Erhöhungen mit einem rechteckigen Querschnitt gewählt. Diese werden mittig an der langen Seite des Hohlleiters platziert. Hohlleiter mit einem solchen Querschnitt werden auch als „Double-Ridge Waveguide“ bezeichnet [140]. Basierend auf Simulationen wird eine Optimierung der Geometrie durchgeführt. Die Dimensionen und die Simulationsergebnisse des optimierten Designs sind in Abb. 7.11 dargestellt.

7.4.2 Gekrümmte Elektrode

Das Hauptelement des Schalters ist die gekrümmte Elektrode des Wanderkeilaktors. Um mit dem vorgegebenen Herstellungsprozess ausreichende Kontaktkräfte am Anschlag zu erreichen, wird eine gekrümmte Elektrode der Länge 3 mm gewählt. Aus der Länge und der Breite (240 μm) des Aktors, der Höhe des Anschlags (255 μm) und den elektrischen Randbedingungen, die schon in den vorangegangenen Simulationen verwendet wurden, ergibt sich eine maximal erreichbare Kraft des Aktors von 90 μN .

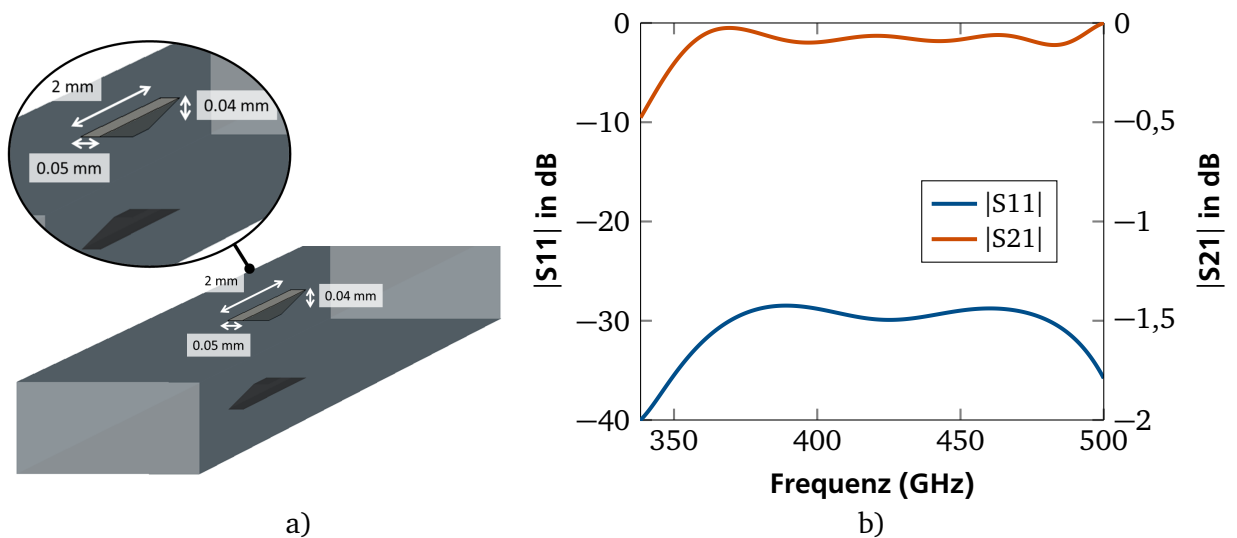


Abbildung 7.11: Geometrie der beiden Anschläge a) und Simulationsergebnisse der Anschläge b).

Aufgeteilt auf die beiden Kontaktstellen resultieren daraus Kontaktwiderstände von jeweils $0,4\ \Omega$. Die Dicke des Aktors beträgt für diesen Fall $11\ \mu\text{m}$, der Krümmungsradius im freigestellten Zustand beträgt $8,8\text{ mm}$. Weitgehend unabhängig von diesen Eigenschaften lässt sich die Form des Balkens variieren. Drei Varianten wurden hierzu untersucht. Die erste Variante basiert auf einem einfachen Balken. Dieser ist in Abb. 7.12 dargestellt. Jedoch ließen sich damit nur Transmissionen von durchschnittlich $-7,4\text{ dB}$ erreichen (siehe Abb. 7.15). Dieses Ergebnis ist somit wesentlich schlechter, als der idealisierte Fall, wie er in Abschnitt 7.3.1 dargestellt wurde. Betrachtet man das elektrische Feld im Schalter, kann man eine Wellenausbreitung zwischen der Kante des Balkens und der Hohlleiterwand erkennen.

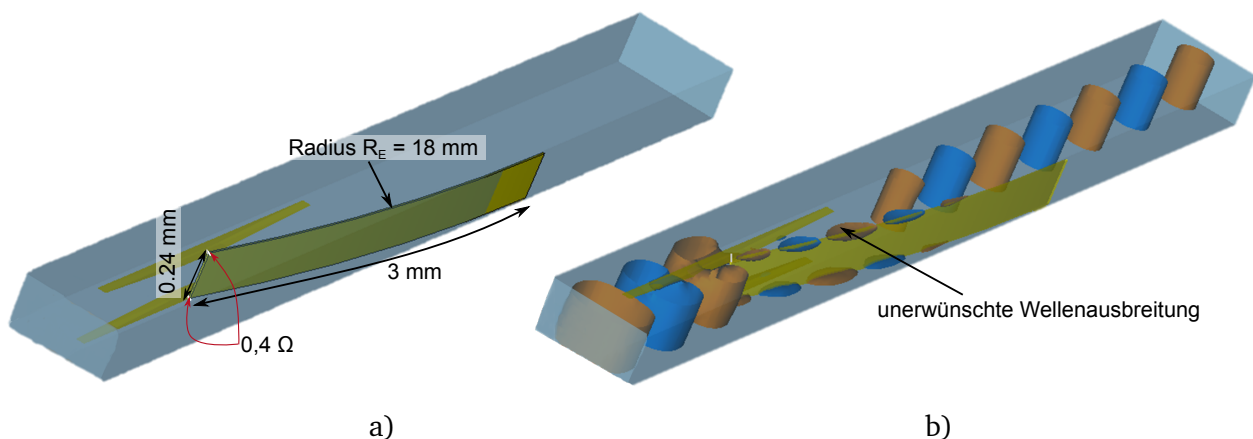


Abbildung 7.12: Realistisches Simulationsmodell des einfachen Balkens im Hohlleiter (a). Die Transmission im Reflektionsmodus ist, wie man an den Isolinien des elektrischen Feldes sehen kann, recht groß (b). Die zugehörigen S-Parameter sind in Abb. 7.15 zu finden.

Als erste Optimierung wurde der gekrümmte Balken vor den Anschlängen verlängert (Abb. 7.13). So soll eine größere Querschnittsfläche des Hohlleiters durch den Balken abgedeckt werden. Der Anschlag selber bleibt aber an der gleichen Position. Die mittlere Transmission erniedrigt sich durch diese Optimierung auf $-9,6\text{ dB}$. Die Wellenausbreitung zwischen Hohlleiterwand und Balkenkante kann damit allerdings nur geringfügig unterbunden werden.

Zur weiteren Unterbindung der besagten Wellenausbreitung wurden zusätzlich Kerben in den Balken eingebracht (Abb. 7.14). Die Dimension und Position der beiden Kerben wird durch Optimierung mittels

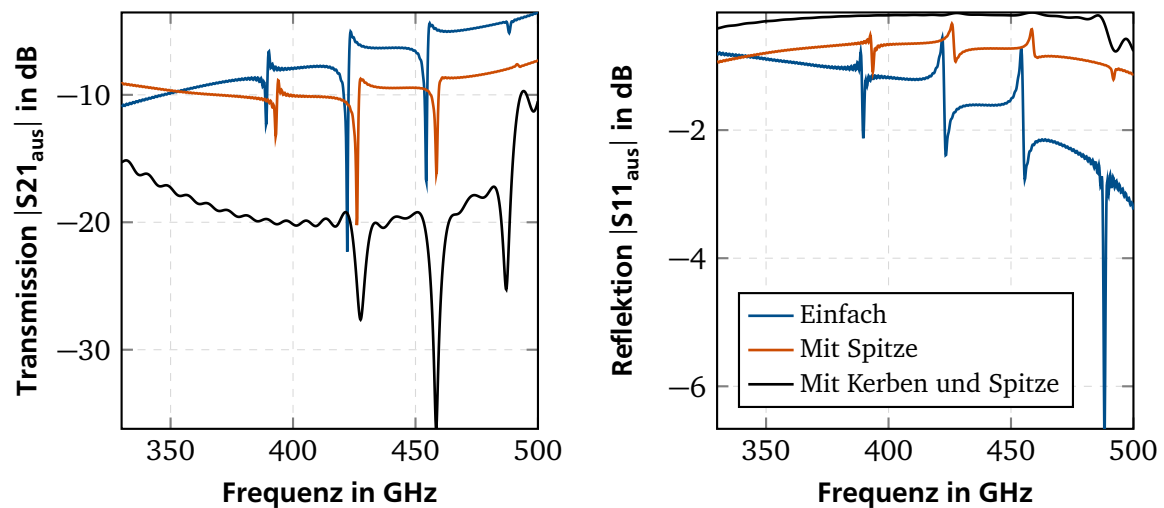


Abbildung 7.15: Simulationsergebnisse zu den drei unterschiedlichen Varianten des Wanderkeillaktors, welcher senkrecht zur langen Seite des Hohlleiters integriert wird. Dargestellt sind die Transmission und Reflektion im Reflektionsmodus.

Wie schon in den Simulationen zur Integration von Wanderkeillaktoren senkrecht zur kurzen Seite des Hohlleiters, stellt sich auch bei dieser Anordnung die Frage, welchen Einfluss der Kontaktwiderstand auf den Schalter hat. Eine Variation des Kontaktwiderstands wird hierzu in Abb. 7.16 dargestellt.

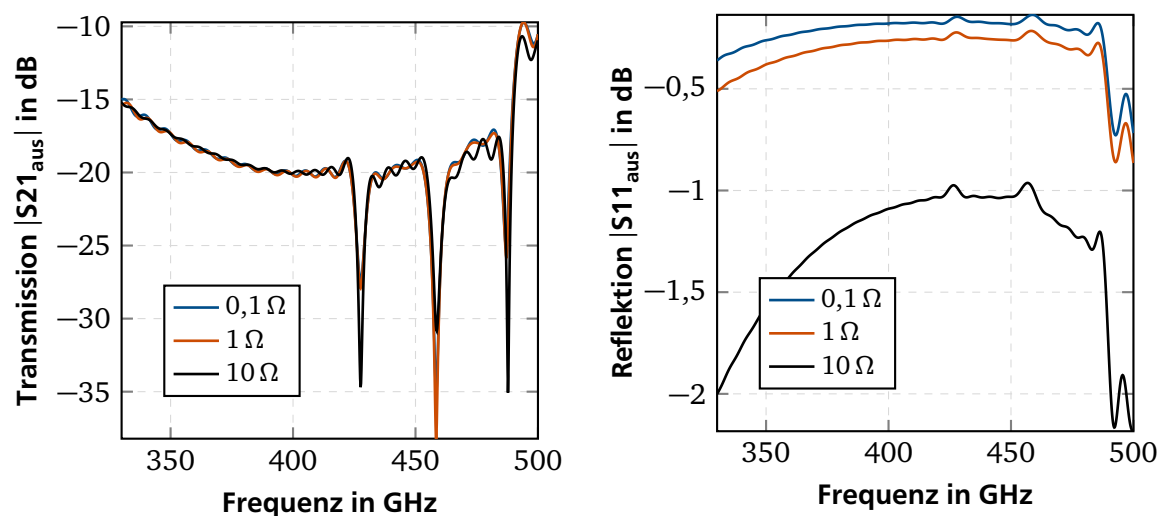


Abbildung 7.16: Simulierter Einfluss des Kontaktwiderstands bei THz-Schaltern mit Wanderkeillaktoren senkrecht zur langen Seite des Hohlleiters. Als Grundlage wird die optimierte Balkengeometrie aus Abb. 7.14 verwendet.

Die Simulationsergebnisse zeigen deutlich, dass zumindest für den optimierten Schalter mit eingekerbtem Balken der Einfluss des Widerstands auf die Transmission nicht erkennbar ist. Bei der Reflektion ist dies anders, hier kann man eine Abschwächung des Signals mit steigendem Widerstand erkennen. Aber auch diese Werte sind mit einer Reflektion von -1 dB in der Mitte des Frequenzbereichs und -2 dB in den Randbereichen sehr gering, vor allem, wenn man bedenkt, dass ein Widerstand von $10\ \Omega$ nur eine Kraft im einstelligen nN-Bereich erfordert. Dies bedeutet, dass eine maximale Kontaktkraft nicht die zentrale Rolle bei diesem Aufbau spielt, wie es zu Beginn der Arbeit vermutet wurde.

Im Gegensatz zu den Simulationsergebnissen mit Aktoren, welche senkrecht zur kurzen Seite des Hohlleiters integriert werden, lassen sich die in diesem Abschnitt beschriebenen Schalter ohne Probleme mit den vorhandenen Technologien fertigen. Dies wird im Folgenden beschrieben.

7.5 Aufbau des Systems

Für eine vollständige Untersuchung der erreichbaren Schalteigenschaften von THz-Hohlleiterschaltern basierend auf Nickel-Wanderkeilen muss das System aufgebaut und charakterisiert werden. So sollen die Simulationsergebnisse der drei unterschiedlichen Varianten, welche in Abb. 7.15 zusammengefasst sind, experimentell verifiziert werden. Die Integration funktionsfähiger Aktoren konnte aufgrund der geringen Anzahl an Aktoren und wegen Schwierigkeiten beim Zusammenbau nicht erfolgen. Die Integration von passiven Strukturen reicht jedoch aus, um eine Aussage über die Leistungsfähigkeit des Systems machen zu können.

Viele Aspekte zum Aufbau des Systems wurden in den vorangegangenen Kapiteln schon abgehandelt. Dazu gehören der Aufbau des Aktors, der Hohlleiter und das Integrationskonzept. Einzelne Aspekte, welche sich aus der Auslegung des Schalters selber ergeben, werden nun hier beschrieben. Ebenfalls erfolgt eine kurze Beschreibung des Gesamtsystems.

7.5.1 Der Anschlag

Der im Abschnitt 7.4.1 vorgestellte Anschlag wurde direkt bei der Fertigung in den Splitblock Version 2 integriert (siehe Abschnitt 6.5.2). Aufgrund der geringen Größe der gefrästen Struktur erfolgt eine Überprüfung der Dimensionen am Mikroskop. Die Bilder und Messergebnisse sind in Abb. 7.17 dargestellt. Interessant ist hier das stufenförmige Aussehen des Keils. Die Abweichungen in den Dimensionen sind auf jeden Fall klein genug.

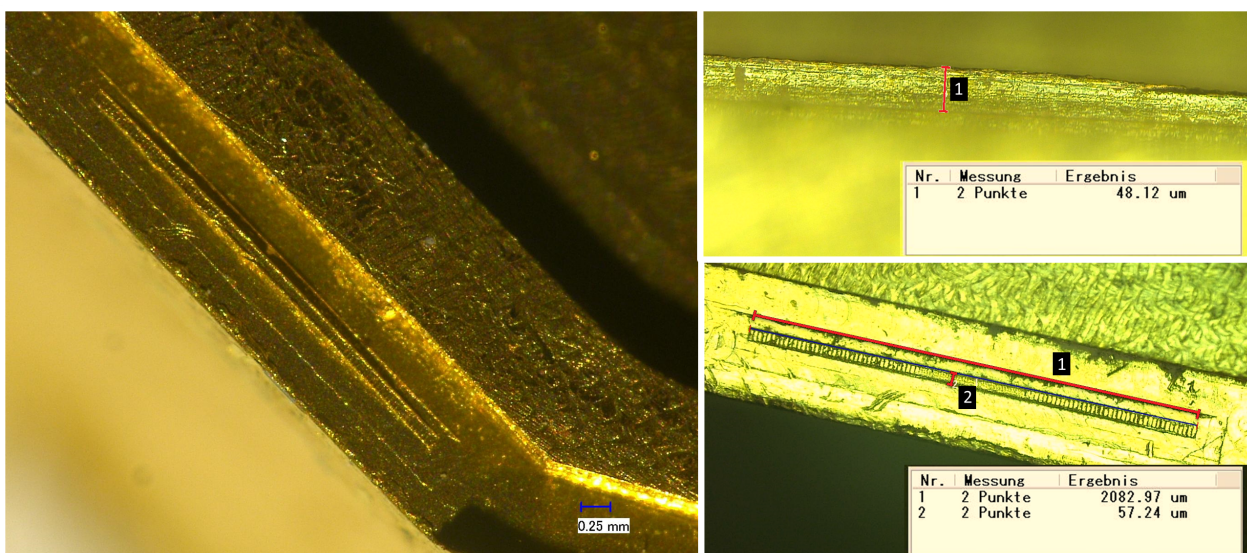


Abbildung 7.17: Mikroskopaufnahmen des in den Hohlleiter integrierten Anschlags. Dargestellt ist der Anschlag in Schrägansicht (links), der Anschlag von der Seite zur Bestimmung der Höhe (oben rechts) und der Anschlag von oben zur Bestimmung von Länge und Breite (unten rechts).

7.5.2 Wanderkeilaktoren

Die zu integrierenden Aktoren wurden ebenfalls schon in den vorangegangenen Kapiteln vorgestellt. In Kapitel 4 wurde die Herstellung der Aktoren mit thermischem SiO₂ als Isolator erläutert. Am Ende von Kapitel 5 wurden diese Aktoren in Bezug auf ihre Pull-In-Spannungen hin charakterisiert. In diesem Abschnitt werden nun die unterschiedlichen Designs der Aktoren vorgestellt.

Da es sich bei der mikrotechnischen Fertigung um eine Batchfertigung von vielen Strukturen handelt, können auf einem Wafer direkt mehrere Varianten von Strukturen gefertigt werden. So wurden für diese Arbeit das Design der unterschiedlichen vorgestellten Varianten (Einfach, mit Spitze, mit Kerbe und Spitze) auf einem Wafer implementiert. Abbildungen dieser Strukturen sind in Abb. 7.18 dargestellt. Die Photomasken zur Erzeugung dieser Strukturen sind im Anhang C.2 zu finden. Insbesondere beim Aktor mit Kerben ist zudem die Vermessung der erhaltenen Strukturen interessant. Diese ist in Abb. 7.19 dargestellt.

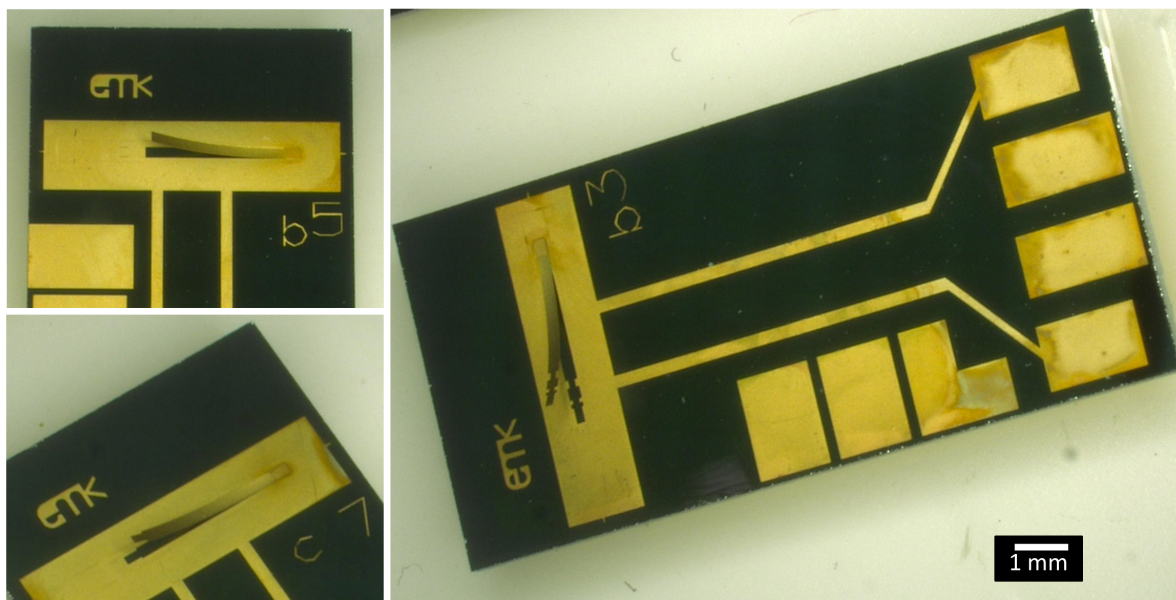


Abbildung 7.18: Gefertigte Aktoren mit unterschiedlichem Design der Aktorspitze. Das komplexe Design mit Spitze und Kerben ist rechts dargestellt, der einfache Balken oben links und der Balken mit Spitze unten links.

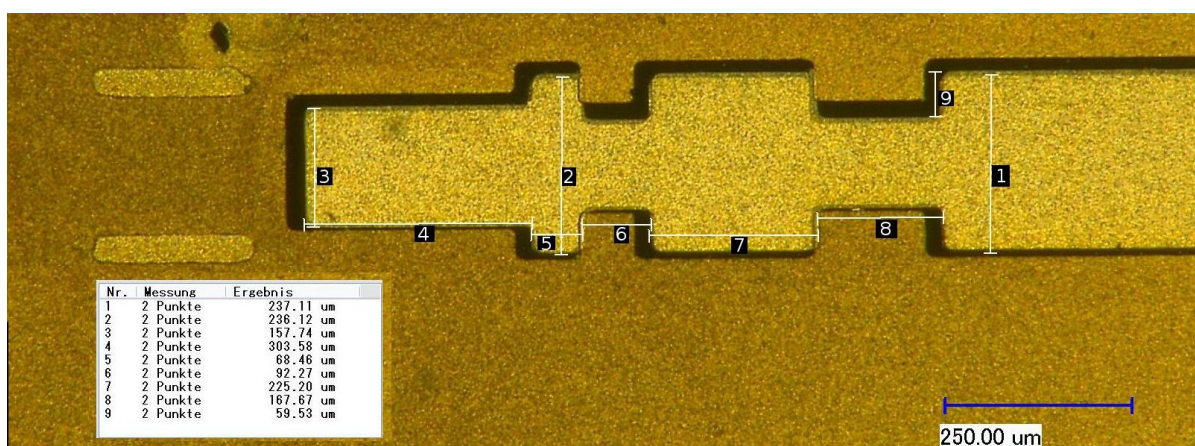


Abbildung 7.19: Vermessung der Aktorspitze der komplexen Aktorgeometrie.

Im Vergleich mit der gewünschten Geometrie (Abb. 7.14) ist zu erkennen, dass die Abweichungen größtenteils unter $5\text{ }\mu\text{m}$ liegen.

7.5.3 Integration der Aktoren in den Splitblock

Das Verbinden des Splitblocks mit dem Aktor stellt die letzte Hürde beim Aufbau des THz-Schalters dar. Hierzu muss der Aktor-Chip präzise zum Splitblock ausgerichtet werden. Präzise bedeutet in diesem Fall, dass die gekrümmte Elektrode des Aktors nicht am Rand des Hohlleiters anstoßen darf, aber trotzdem in Kontakt mit den Anschlägen auf beiden Seiten kommen muss. Durch die Breite des Hohlleiters von $280\text{ }\mu\text{m}$ und der Breite des Balkens von $240\text{ }\mu\text{m}$ ergeben sich $20\text{ }\mu\text{m}$, um die der Balken verschoben sein darf. Aus der Dimensionierung des Anschlags (Höhe von $40\text{ }\mu\text{m}$) ergibt sich dieselbe Toleranz.

Das Problem bei einer solchen Integration ist, dass die Justage nicht einfach mit einem Mikroskop erfolgen kann, da zwei sich zugerichtete Seiten zueinander ausgerichtet werden müssen. Die zu justierenden Elemente sind also nicht direkt sichtbar. Für eine präzise Integration stehen mehrere Möglichkeiten zur Verfügung. Bei der ersten wird durch einen Chip-Halter, welcher den Chip von der Seite klemmt, eine Hilfskonstruktion verwendet. Diese Konstruktion kann, durch Passstifte in Position gehalten, auf den Hohlleiter montiert werden. Der erste Ansatz, über die Berandung des Chips eine definierte Positionierung des Chips im Chiphalter zu ermöglichen schlug fehl. Die Toleranzen des Passsystems und der Ausrichtungseinheit der Wafersäge sind zu groß um dieses Konzept umsetzen zu können. So erfolgt die Ausrichtung bei diesem System am geöffneten Splitblock. Der Chip wird im Chiphalter montiert und dieser wird, durch die Passstifte in Position gehalten, an den halben Splitblock angenähert (Abb. 7.20). Nun erfolgt die Ausrichtung zur einen Hälfte des Hohlleiters. Ist dieser Schritt erfolgt, muss die zweite Hälfte des Hohlleiters angeschraubt werden. Dies sollte im aktuierten Zustand erfolgen, damit eine Kollision zwischen Anschlag und Aktor verhindert werden kann. Leider sind alle funktionsfähigen Aktoren beim Versuch einer solchen Integration zerstört worden. Wahrscheinlich konnte ein Kontakt der gekrümmten Elektrode mit der Hohlleiterwand nicht verhindert werden. So waren die gekrümmten Balken im Hohlleiter fest gebremst und wurden spätestens bei der Demontage zerstört.

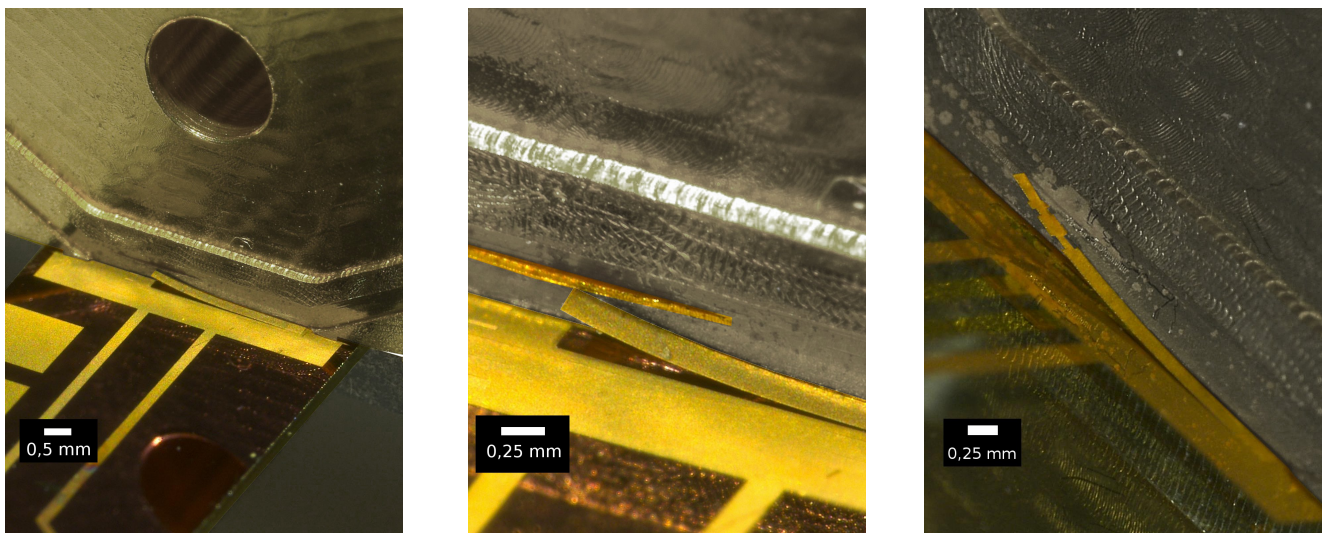


Abbildung 7.20: Wanderkeilaktoren in eine Hälfte des Hohlleiters montiert. Darstellung tlw. in Falschfarben: Der Kontrast des Splitblocks wurde zur Unterscheidung vom Aktor reduziert.

Ein weiterer Ansatz, welcher getestet wurde, stellt die Integration mittels BGA-Bonder dar. Mit einem solchen Gerät werden üblicherweise **Ball-Grid-Arrays** auf der Leiterplatte montiert. Mit diesem Verfahren kann der Aktor in den geschlossenen Hohlleiter integriert werden. Das Funktionsprinzip ist das folgende: An einer Linearachse befindet sich ein Vakuumgreifer, dessen Position in der Ebene senkrecht zur

Bewegungsrichtung ausgerichtet werden kann. An diesem Greifer wird das auszurichtende Bauelement montiert. In diesem Fall ist das der Aktor-Chip. An einer fixen Position wird das Element, zu dem die Ausrichtung stattfinden soll, positioniert. Die Ausrichtung selbst erfolgt durch eine Optik, welche zwischen die beiden Elemente gefahren wird. Diese Optik erlaubt es, durch einen Strahlteiler beide Elemente in einem Bild zu sehen. So kann die Ausrichtung durch die Positionsänderung des Vakuumgreifers erfolgen. Ist die Ausrichtung vollzogen, kann das Kamerasystem wieder entfernt und der Chip mit der Linearachse auf sein Gegenüber aufgesetzt werden. Leider besitzt das vorhandene Gerät nicht die gewünschte Genauigkeit. So sind Toleranzen kleiner als $50\text{ }\mu\text{m}$ zwar erreichbar, aber keine Toleranzen $< 20\text{ }\mu\text{m}$. Dementsprechend konnte auch mit diesem Ansatz kein funktionsfähiges System aufgebaut werden.

Auch wenn es nicht möglich war, funktionsfähige Schalter aufzubauen, so konnten dennoch Aktor-Chips in den Halbleiter integriert werden. Neben der Integration von Aktoren mit vollständig freigestellten Elektroden, wie in Abb. 7.20 dargestellt, wurde auch ein Aktor integriert, welcher eine festgebremste Elektrode besitzt (Abb. 7.21). Diese Anordnung kann dazu verwendet werden, die Charakterisierung des Schalters im Transmissionsmodus durchzuführen.

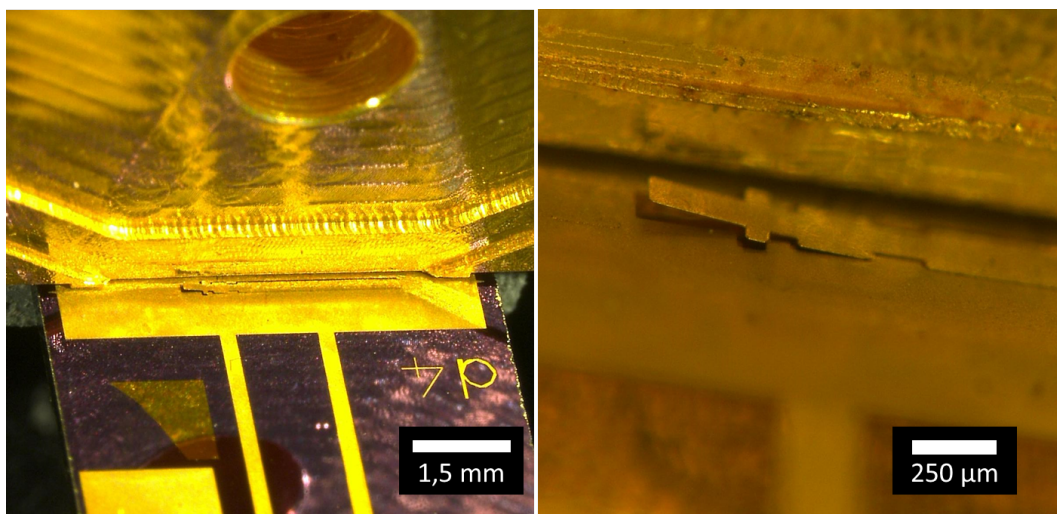


Abbildung 7.21: Integration eines Aktorchips mit festgebremster Elektrode. Die Spitze hat sich schon leicht abgelöst und ragt um $50\text{ }\mu\text{m}$ aus dem Substrat heraus. Damit kann dieses System zur Messung von realitätsnahen Einfügungsdämpfungen im offenen Zustand verwendet werden.

7.6 Charakterisierung des Systems

Die händische Integration der Aktoren ermöglichte somit die Charakterisierung der unterschiedlichen Schaltzustände im Netzwerkanalysator. Das Ziel dieser Charakterisierung ist es, die Leistungsfähigkeit eines solchen Schalters zu bestimmen. Des Weiteren soll damit geklärt werden, in wie weit die durchgeführten Simulationen und Optimierungen der Realität entsprechen.

7.6.1 Messungen im Reflektionsmodus

Zur Bestimmung der Schaltereigenschaften im Reflektionsmodus wurden mehrere Versuche zur Integration von Aktoren in den Halbleiter durchgeführt. Weil es sich bei einem Halbleiter um ein in sich geschlossenes System handelt, konnte die Position der gekrümmten Elektrode nicht kontrolliert werden. Da die Messergebnisse zwischen mehrmaligem Ein- und Ausbauen beim gleichen Aktor sehr stark schwankten, wurden die besten Messergebnisse dieser Versuche ausgewählt, da vermutet wird, dass sich

bei diesen die gekrümmte Elektrode in der besten Position befand. Die Messwerte sind in Abb. 7.22 dargestellt. Die nicht dargestellten Messergebnisse sind im Anhang J zu finden.

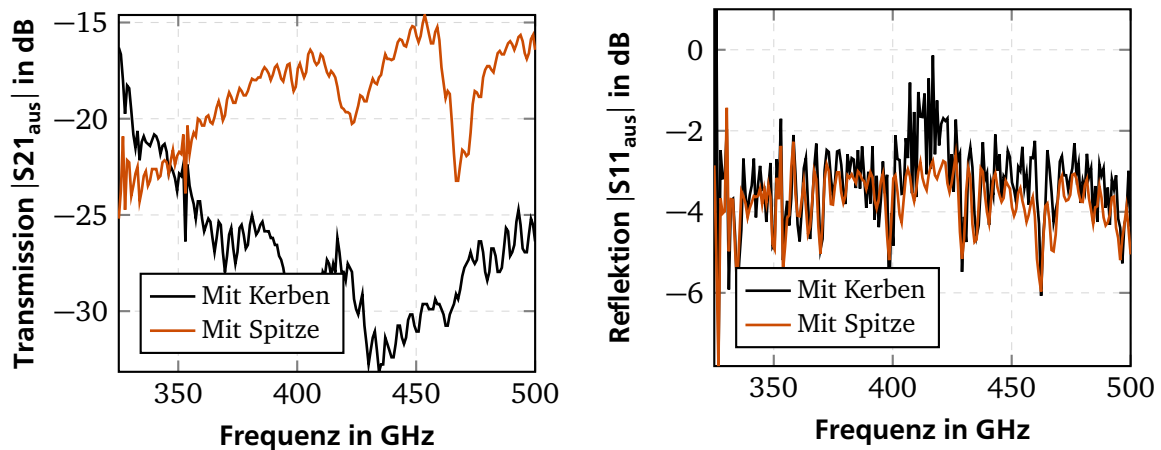


Abbildung 7.22: Messung der Transmission im Reflektionsmodus bei passiven freigestellten gekrümmten Strukturen im Hohlleiter. Im Vergleich mit den simulierten Werten in Abb. 3.11 werden geringere Werte erreicht, was sich auf die Dämpfung des Hohlleiters zurückführen lässt.

7.6.2 Messungen im Transmissionsmodus

Zur Bestimmung der Eigenschaften des Schalters im Transmissionsmodus wurde die in Abb. 7.21 dargestellte Anordnung vermessen. Durch die freistehende Spitze des Aktors spiegelt diese Anordnung die Realität sehr gut wieder. Auch bei den aktuierten Strukturen blieb die Spitze leicht nach oben gewölbt (siehe Abb. 5.24). Im Anschluss an diese Messung wurde eine weitere Referenzmessung mit einem polierten Messingplättchen anstatt eines Aktors durchgeführt. Dies entspricht dem Vorgehen zur Bestimmung der Verluste des Hohlleiters in Kapitel 6.5.2.

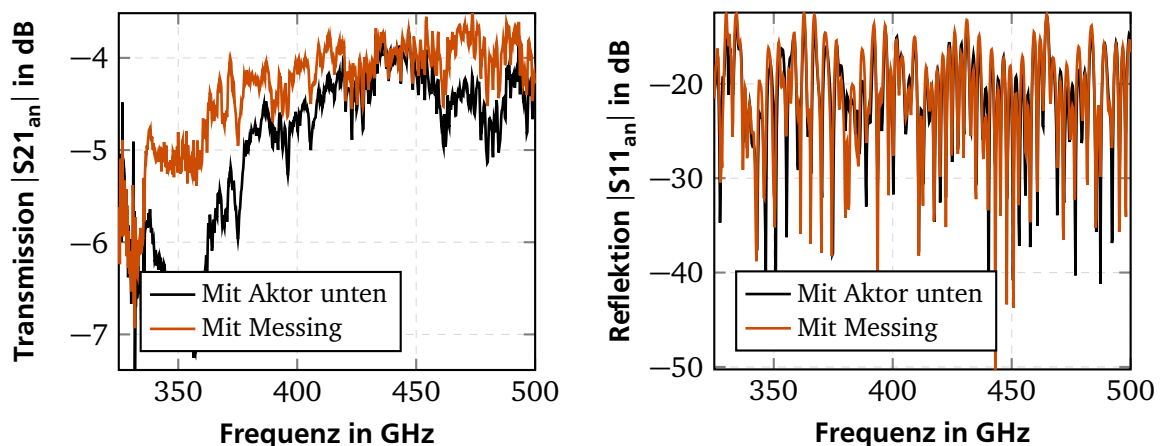


Abbildung 7.23: Frequenzverhalten im Transmissionsmodus. Dargestellt sind die Messergebnisse für eine Messung mit eingebautem festgebremstem Aktor (Aktor unten) und als Vergleich die Eigenschaften ohne Aktorchip, mit einem Messingplättchen.

Diese Ergebnisse zeigen, dass der Einfluss des Schalters im Transmissionsmodus trotz leicht angehobener Spitze über einen großen Frequenzbereich nicht mehr als 0,5 dB beträgt. Nur bei geringeren Frequenzen (< 370 GHz) steigt der Verlust durch den Schalter auf 1,5 dB an. Es wird vermutet, dass dieser Abfall

von der Unterbrechung der Hohlleiterwand an den Kanten zwischen der gekrümmten Elektrode und der Hohlleitermetallisierung herrührt.

7.6.3 Bestimmung der Isolation

Wie zu Beginn der Arbeit beschrieben, werden Schalter in der Hochfrequenztechnik durch die Isolation im geschlossenen Zustand und der Einfügungsdämpfung im offenen Zustand beschrieben. Während die Einfügungsdämpfung des Schalters direkt aus den vorangegangenen Messungen mit festgebremstem Aktorchip ersichtlich wird, berechnet sich die Isolation aus der Transmission im offenen und geschlossenen Zustand. Die Ergebnisse zu den beiden in Abb. 7.22 charakterisierten Anordnungen sind in Abb. 7.24 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Messungen bessere Werte als die Simulationen liefern. Es ist

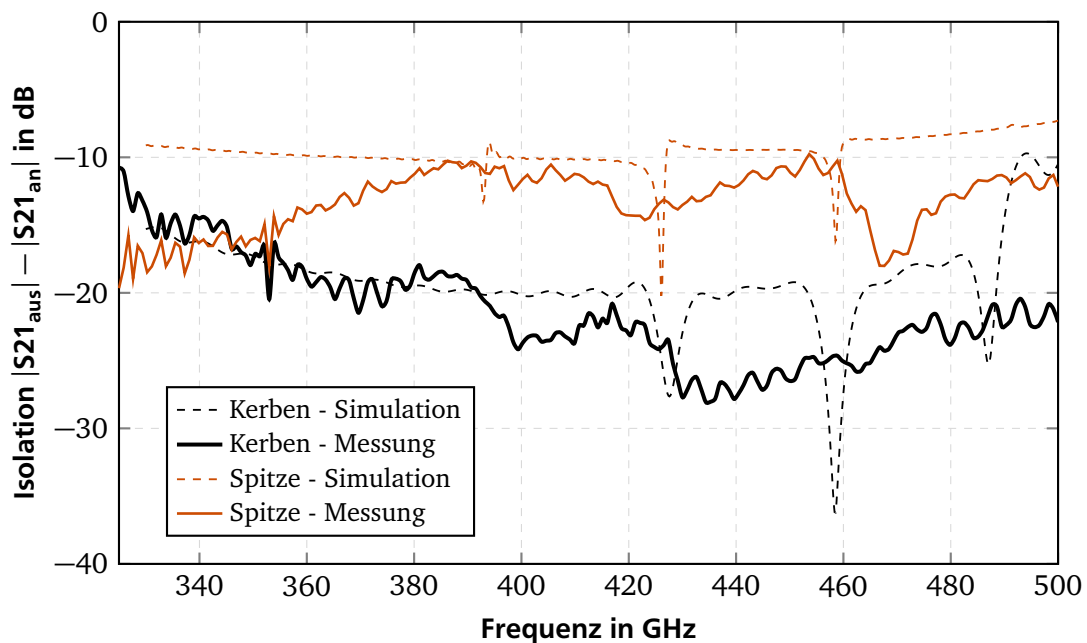


Abbildung 7.24: Isolation der beiden Konfigurationen im Vergleich mit den Simulationswerten. Die Isolation berechnet sich im Experiment aus der Differenz der Beträge der S-Parameter im ein- und ausgeschalteten Zustand.

auch zu erkennen, dass sich das in der Simulation sichtbare resonante Verhalten in der Messung nicht widerspiegelt. Es wird davon ausgegangen, dass diese Unterschiede durch die Verwendung von ideal leitfähigem Material in der Simulation zustande kommen.

7.6.4 Betrieb in umgekehrter Richtung

In allen bisher gezeigten Simulationen und Messungen wird der Hohlleiterschalter in derselben Richtung betrieben. Das Verhalten beim Betrieb in entgegengesetzter Richtung wurde noch nicht betrachtet und war auch nicht angestrebt. Während in den Simulationen durch die Verwendung von perfekt leitfähigem Material kein Unterschied festgestellt wurde, konnten in den Messungen größere Abweichungen festgestellt werden. So sind zu den in Abb. 7.22 dargestellten Messungen von $|S_{21}|$ und $|S_{11}|$ in Abb. 7.25 $|S_{12}|$ und $|S_{22}|$ dargestellt. Während sich die Transmissionen nur geringfügig voneinander unterscheiden, kann bei Betrieb in dieser Richtung bei der Reflektion eine sehr viel größere Dämpfung des Signals beobachtet werden. Dieses Verhalten ist nicht verwunderlich, da die gekrümmte Struktur von hinten keinen abrupten Übergang darstellt und als Fremdkörper im Hohlleiter eher dämpfend wirkt.

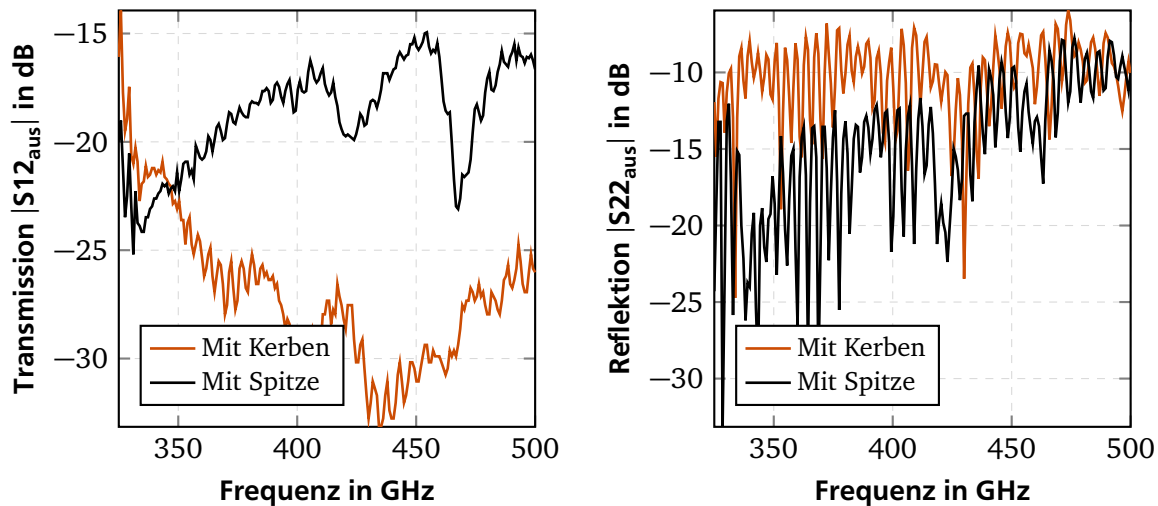


Abbildung 7.25: $|S_{12}|$ und $|S_{22}|$, zugehörig zu den Messergebnissen in Abb. 7.22. Im Vergleich zu den vorangegangenen Ergebnissen ist hier eine starke Dämpfung des reflektierten Signals erkennbar.

7.7 Zusammenfassung der Messungen und Simulationen

In diesem Kapitel werden die einzelnen Aspekte der Arbeit, welche in den vorangegangenen Kapiteln beschrieben sind zusammengeführt, um verschiedene Schalteranordnungen in Simulationen und im Experiment miteinander vergleichen zu können. So spielen die Grenzen der Wanderkeilaktoren bei der Auslegung der Schalter eine wichtige Rolle. Der Einfluss der erzielbaren Kontaktkräfte wird durch die Kraftabhängigkeit des Kontaktwiderstands verdeutlicht und quantifiziert. In Zusammenhang mit den erreichbaren Krümmungsradien wird durch Simulationen gezeigt, wo die Grenzen bei THz-Schaltern liegen, welche senkrecht zur kurzen Seite in den Schalter integriert werden. In Simulationen und im Experiment konnte gezeigt werden, dass ein solcher Aufbau mit dem üblichen Rechteckquerschnitt nicht sinnvoll ist. Die Simulationen ergeben aber auch, dass es theoretisch möglich wäre, durch eine Erniedrigung der Hohlleiterhöhe auf eine gute Isolation des Schalters zu kommen. Diese Schalter sind aber, vor allem wegen zu geringer Schichthöhen, nicht mit galvanischen Prozessen herstellbar.

So wurden in einem weiteren Schritt Simulationen mit Aktoren durchgeführt, welche senkrecht zur langen Seite des Hohlleiters integriert werden. Diese Strukturen wurden durch Simulationen optimiert und lassen sich durch die vorhandenen Prozesse fertigen. Basierend auf der Hohlleiterstruktur, welche im vorangegangenen Kapitel beschrieben ist, konnten durch die Integration von Aktorchips Messungen am Netzwerkanalysator durchgeführt werden. Aufgrund der Ermangelung eines präzisen Integrationsprozesses konnten leider keine funktionsfähigen Schalter hergestellt werden. Nichtsdestotrotz konnten Messungen mit passiven Strukturen durchgeführt werden. Diese sind in Abb. 7.26 zusammengefasst und zeigen das Potential dieser Schaltelemente.

Fasst man diese Ergebnisse zusammen, so erhält man eine mittlere Isolation von 21,3 dB und eine mittlere Einfügedämpfung von 5,6 dB. Während die Ergebnisse für den Frequenzbereich von 330 - 400 GHz tendenziell ein bisschen schlechter ausfallen, kann für den Frequenzbereich von 400 - 500 GHz eine Isolation größer als 20 dB und eine Einfügedämpfung kleiner als 6 dB erreicht werden. Wenn man bedenkt, dass bei mikrotechnischen Hohlleiterschaltern für 60 - 75 GHz die Isolation auch nur zwischen 22 und 30 dB liegt (siehe Kapitel 2), kann dieses Ergebnis als Erfolg gewertet werden.

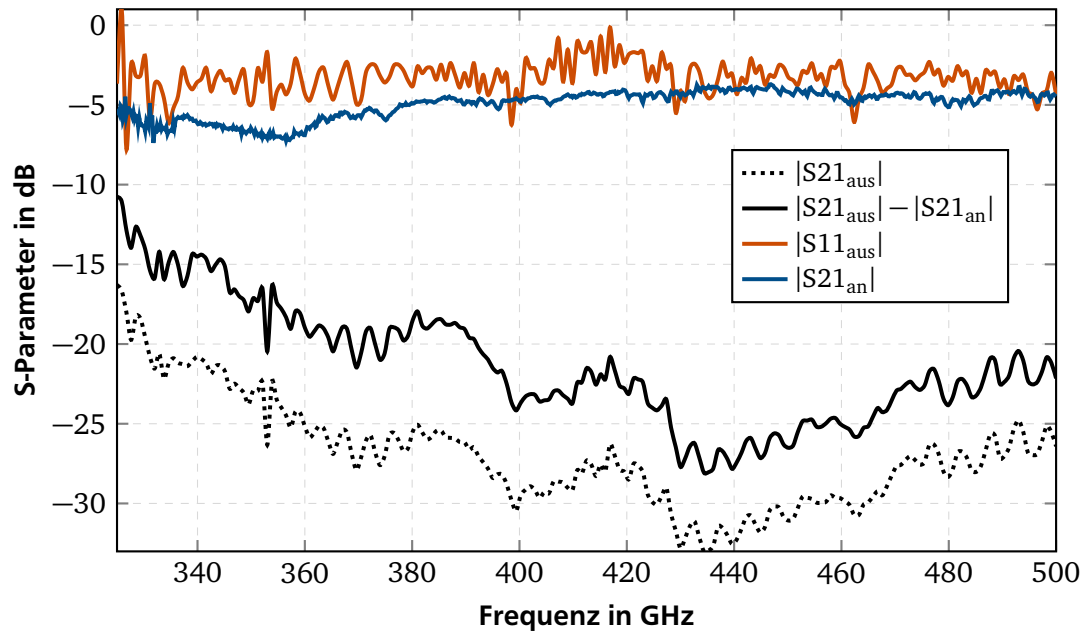


Abbildung 7.26: Zusammenfassung der Messergebnisse. Dargestellt ist die Transmission des Hohlleiters mit festgebremster Aktorelektrode $|S21_{an}|$, die Transmission und Reflektion mit MEMS $|S21_{aus}|$ und $|S11_{aus}|$ und die Isolation des Schalters $|S21_{aus}| - |S21_{an}|$. Dargestellt sind die Ergebnisse des Aktors mit integrierten Kerben.



8 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit werden erstmals alle wesentlichen Aspekte zum Aufbau von THz-Hohlleiterschaltern basierend auf galvanisch hergestellten Nickel-Wanderkeilaktoren beschrieben. So ist diese Arbeit nach einer Analyse des Stands der Technik die erste, welche sich mit mikrotechnischen Hohlleiterschaltern für Frequenzen über 110 GHz beschäftigt. Hierfür wurde die Herstellung und Auslegung der Aktoren, die Integration in den Hohlleiter, sowie die Simulation und die Charakterisierung von Hohlleiterschaltern ausführlich betrachtet.

Für diese Arbeit war es notwendig in unterschiedlichsten Themenfeldern unbekannte Zusammenhänge zu beleuchten, um die Möglichkeiten von Wanderkeilaktoren in THz-Hohlleiterschaltern zu erörtern. Nur so konnte am Ende der Arbeit ein Vergleich unterschiedlicher Schaltergeometrien durch reale Messungen und realistische Simulationen erfolgen. Für die messtechnische Untersuchung sind z.B. Hohlleiter erforderlich, welche ein definiertes Ankoppeln von Mikrosystemen ermöglichen. Hierfür wurden unterschiedliche Kopplungskonzepte verglichen und zwei verschiedene Hohlleiter aufgebaut.

Die Auslegung von mikrotechnischen Wanderkeilaktoren in Bezug auf die erreichbaren Kräfte spielt für den simulatorischen Vergleich unterschiedlicher Schalter-Anordnungen eine wesentliche Rolle. Die Auseinandersetzung mit diesem Thema, unter Berücksichtigung der elektrostatischen und fertigungstechnischen Grenzen, erfolgte auf der Basis von experimentellen Untersuchungen in Kombination mit einer einfachen Modellierung. Dies war notwendig, um die Simulation von THz-Schaltern mit realistischen Kontaktwiderständen durchführen zu können.

Neben der theoretischen Auslegung der Aktoren ist die Herstellung von Aktoren ein weiterer wichtiger Punkt für die Untersuchung von mikrotechnischen THz-Schaltern. Hierfür wurden unterschiedliche Varianten gegenübergestellt und aufgebaut. Eine gekrümmte Elektrode aus galvanisch abgeschiedenem Nickel nimmt dabei die wichtigste Rolle ein. Die Abscheidung von intrinsisch vorgespannten Strukturen wird deswegen gesondert untersucht. Durch die Charakterisierung der Schichteigenschaften in Bezug auf lokale Schichtdickenunterschiede und Schichtspannungen ist es möglich, die mechanischen Eigenschaften der gekrümmten Strukturen gezielt zu beeinflussen und diesen Vorgang auch zu simulieren.

Aufgrund der Verschiedenheit der behandelten Themen werden die Ergebnisse der einzelnen Themenfelder nun noch gesondert zusammengefasst und Möglichkeiten zur weiteren Verwertung aufgezeigt.

8.1 Galvanik

Das funktionsbestimmende Element eines Wanderkeilaktors ist die gekrümmte Elektrode. Diese wird im ebenen Zustand durch Schichten mit unterschiedlichen intrinsischen Spannungen hergestellt. In dieser Arbeit erfolgt die Herstellung galvanisch, da sich aufgrund der erreichbaren Schichtdicken Strukturen für Aktoren mit hohen Kontaktkräften realisieren lassen.

Als Grundlage werden in dieser Arbeit die analytische Beschreibung von intrinsisch vorgespannten Strukturen und die physikalischen und chemischen Effekte, welche bei der Galvanik zu diesen Effekten führen, erläutert. Für diese Arbeit konnte auf einen etablierten Galvanikprozess zur Herstellung von Nickel-Schichten mit unterschiedlichen intrinsischen Spannungen zurückgegriffen werden. Jedoch erfolgte die Charakterisierung der intrinsischen Spannung bisher immer nur bei großflächigen Schichten. Bei unterschiedlich großen Strukturen und einer inhomogenen Verteilung der Strukturen über den Wafer konnten einerseits Schichtdickenunterschiede als auch Unterschiede in der intrinsischen Spannung einer

Schicht gemessen werden. Diese Effekte wurden im Rahmen dieser Arbeit näher untersucht. So konnte ein näherungsweise linearer Zusammenhang zwischen lokaler Stromdichte und Schichtspannung hergestellt werden. Dies bedeutet, dass durch eine Schichtdickenmessung bei bekannter Abscheidezeit auf die intrinsische Spannung der Struktur geschlossen werden kann. Des Weiteren konnte die Schichtdickenvariation durch Simulationen der primären Stromdichteverteilung nachgebildet werden.

Diese Untersuchungen ermöglichen die Vorhersage von Schichtspannungen und Schichtdicken bei neuen Maskendesigns. Durch diese Vorhersage lassen sich Schichtspannungen über den Wafer gezielt variieren, indem z.B. Dummy-Strukturen neben den relevanten Strukturen angebracht werden. Im Laufe der Arbeit konnte dies genutzt werden, um auf einem Wafer Wanderkeilaktoren mit unterschiedlichen Aktuierungsspannungen und unterschiedlichen Kräften zu realisieren.

Natürlich könnte eine solche Variation auch durch eine Verkleinerung der zweiten, vorgespannten Galvanischschicht erfolgen. Jedoch würde eine solche Veränderung die zu galvanisierende Fläche reduzieren und die Schichtspannungen erhöhen. Dies würde der beabsichtigten Maßnahme zur Reduktion der benötigten elektrischen Spannung entgegenwirken. Die erfolgte Untersuchung des Galvanikprozesses wäre somit auch in diesem Fall notwendig gewesen.

Bei der Modellierung des Galvanikprozesses kam ein einfaches Modell zum Einsatz, welches nur die primäre Stromdichte berücksichtigt. Das Modell scheint für den beschriebenen Fall ausreichend zu sein, könnte aber noch stark verbessert und weiter validiert werden. Wie in der Theorie beschrieben, könnten die Effekte, welche die kathodischen Überspannungen verursachen, in das Modell mit aufgenommen werden, um die sekundäre Stromdichteverteilung mit zu berücksichtigen. Ein solches Modell würde dann auch die Abhängigkeit der lokalen Stromdichte vom Betrag des eingestellten Stroms abbilden.

Die Modellierung galvanischer Prozesse ist nicht nur für die Herstellung von intrinsisch vorgespannten Elementen von Interesse. Auch die galvanische Abscheidung von Nanodrähten in Templatfolien, wie sie am Institut EMK durchgeführt wird, könnte von einer solchen Betrachtung profitieren. Gegebenenfalls könnten so homogenere Schichten schneller abgeschieden werden. Dies würde den Prozess weiter in Richtung Serienreife bringen.

8.2 Wanderkeilaktoren

Neben der gekrümmten Elektrode werden für die Herstellung eines funktionsfähigen Wanderkeilaktors noch das Dielektrikum, die Gegenelektrode und die Opferschicht benötigt. Für die Integration in einen Hohlleiter kommt noch eine weitere Metallschicht hinzu. Aufgrund von zahlreichen unterschiedlichen Materialien ergeben sich viele Prozessvarianten, mit denen sich Wanderkeilaktoren herstellen lassen. In dieser Arbeit wurden verschiedene Varianten aufgebaut, um diese zu vergleichen. Der Prozess mit thermischem Oxid als Dielektrikum und gesputtertem Kupfer als Opferschicht hat sich als am zuverlässigsten erwiesen. Mit diesem Prozess konnten Aktoren aufgebaut werden, welche später auch charakterisiert wurden.

Für die Gegenüberstellung von unterschiedlichen THz-Schaltern basierend auf Wanderkeilen reicht es nicht, einen funktionsfähigen Aktor zu integrieren. Vielmehr muss eine Aussage über die Grenzen von Wanderkeilaktoren getroffen werden. Als wichtigster Parameter wird hier die Kontaktkraft angesehen, aber auch der Krümmungsradius der gekrümmten Struktur. Diese Parameter gilt es unter Berücksichtigung der Pull-In-Spannung zu optimieren. Hierfür wird ein einfaches Modell für die Roll-Back-Spannung zur Pull-In-Spannung erweitert und anhand realer Aktoren aus der Literatur verifiziert. Zusammen mit einem Ausdruck für die Kontaktkraft lässt sich so der Einfluss einer Änderung der verschiedenen Variablen auf die Kontaktkraft unter den vorhandenen Randbedingungen ableiten. Durch Extremwertbetrachtungen lassen sich dann optimale Parameter für die jeweilige Anordnung finden.

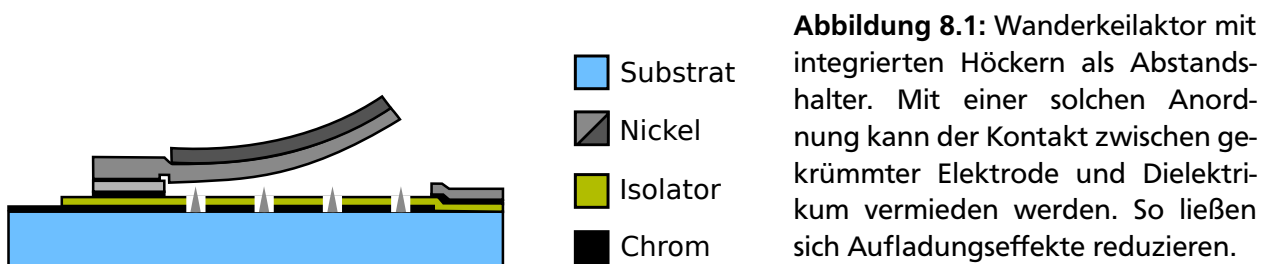
Neben der Betrachtung des elektrostatischen Modells werden zudem die mechanischen Grenzen der Aktoren untersucht. Hierzu gehören die theoretischen Streck- und Dehngrenzen des Materials, im Fall des galvanisch hergestellten Nickel-Wanderkeils haben sich aber auch Grenzen in der Herstellung ergeben. So kann es im Falle von zu großen intrinsischen Spannungen zu einem vorzeitigen Ablösen der gekrümmten Elektroden vom Substrat kommen.

Trotz Berücksichtigung der vorhergehenden Überlegungen und Resultate konnten nur wenige funktionsfähige Aktoren hergestellt werden, welche zur Charakterisierung zur Verfügung standen. Bei der Charakterisierung stellte sich zudem heraus, dass die benötigten elektrischen Spannungen über 100 % höher als die erwarteten Werte sind. Dieser Tatsache auf den Grund zu gehen wäre der erste Schritt, um die Grenzen des Prinzips auch wirklich auszureizen.

Die Ansteuerung der Aktoren erfolgte in dieser Arbeit durch ein bipolares Rechtecksignal. Durch den kapazitiven Charakter des Schalters fließt bei einer solchen Anordnung im aktuierten Zustand ein Strom. Damit verliert der kapazitive Aktor einen seiner größten Vorteile gegenüber anderen Aktorprinzipien.

Das Charge-Trapping, welches eine bipolare Ansteuerung erst notwendig macht, wurde in dieser Arbeit beschrieben. Ebenfalls wurden mehrere Möglichkeiten zur Verhinderung des Effekts beschrieben. Die verwendete bipolare Ansteuerung ist nur eine Möglichkeit. Die Verwendung von Self-Assembled-Monolayer wäre ein weiterer Ansatz, der in Zukunft umgesetzt werden könnte.

Eventuell kann das Einfangen von Ladungsträgern auch durch einen völlig anderen Aufbau des Aktors verhindert werden. Wenn man das Aufliegen der metallischen Struktur auf dem Dielektrikum verhindern könnte, würde man die Problematik teilweise umgehen. Dies könnte z.B. durch den Einsatz von kleinen Abstandshaltern geschehen (Abb. 8.1). Bei einer solchen Anordnung würden sich jedoch die Randbedingungen für die maximal erreichbaren Kräfte ändern, weil ein Luftspalt von 50 nm viel zu gering ist, um den Kontakt zwischen Dielektrikum und Elektrode zu verhindern. Außerdem werden hierfür Aktoren benötigt, bei denen sich die Gegenelektrode strukturieren lässt. Thermisches Oxid kann dann als Dielektrikum nicht mehr verwendet werden.



Welche Anordnung für ein langzeitstabiles Verhalten zu wählen ist und unter welchen Bedingungen diese betrieben werden kann, gilt es noch zu erörtern. Dies bedeutet jedoch auch, dass für einen langzeitstabilen Aktor die Grenzen in Bezug auf die erreichbaren Kontaktkräfte nochmals betrachtet werden müssen. So könnte es sein, dass die maximal zulässige Feldstärke im Dielektrikum nicht erst durch den Durchbruch limitiert ist, sondern schon früher durch eine Beeinträchtigung des stabilen Verhaltens. Jedoch sind die Grundlagen für diese Betrachtungen gelegt und können ohne weiteres auf veränderte Randbedingungen angepasst werden.

8.3 Hohlleiter

Im Bereich THz-Hohlleiter wurde in dieser Arbeit erstmals eine ausführliche Gegenüberstellung des Stands der Technik zu mikrotechnisch gefertigten Hohlleitern präsentiert. Bei diesen wurden die Verluste verglichen und die unterschiedlichen Herstellungsmethoden und Besonderheiten im Design aufgezeigt.

Mit diesem Wissen wurden dann Strategien zur Integration von MEMS-Bauteilen in Hohlleiter erarbeitet. Die entstandenen Konzepte basieren auf mikrotechnischen, aber auch klassischen gefrästen Hohlleitern. Das erfolversprechendste Konzept, welches auf einem gefrästen Hohlleiter basiert, welcher schräg von oben auf den Aktor-Chip trifft, wurde aufgebaut und charakterisiert.

Die Verluste des zweiten gefertigten Hohlleiters sind für die eingesetzten Frequenzen als sehr gut anzusehen. Nichtsdestotrotz könnten diese noch verringert werden, um weiter an das theoretische Limit zu gelangen. Die Herstellung von Hohlleitern mit einer geringeren Oberflächenrauheit wäre ein Ansatz. Ein weiterer Ansatz wäre die Verbesserung der Kopplung der beiden Splitblock-Teile. Hierzu könnten z.B. Nanodrahtklettverschlüsse eingesetzt werden, welche den Flächenkontakt zwischen den beiden Metallteilen verbessern. Dazu wurden im Projekt STT von Christian Weickhmann schon erste Versuche durchgeführt. Als besonders interessant wird zudem die Kopplung von mikrotechnischen Hohlleiterteilen mit Nanodrähten angesehen. Gerade beim Einsatz von SU-8 als Konstruktionsmaterial könnte die elektrische Kopplung unterschiedlicher Teile stark verbessert werden.

Sobald die Probleme der Kopplung bei mikrotechnisch gefertigten Hohlleitern gelöst sind, könnten Hohlleiterschalter basierend auf diesen Hohlleitern hergestellt werden. Im Vergleich der verschiedenen Integrationskonzepte (siehe Tabelle 6.2) hat ein Konzept, basierend auf mikrotechnischen Hohlleitern und einer Kopplung von oben und unten sehr gut abgeschnitten. Die Umsetzung eines solchen Konzepts hätte im Vergleich zu dem hier vorgestellten den Vorteil, dass durch die mikrotechnische Herstellung höhere Integrationsdichten und somit komplexere Strukturen mit geringeren Verlusten erreichbar sind.

8.4 Hohlleiterschalter

Für den Vergleich verschiedener Geometrien für wanderkeilbasierte Hohlleiterschalter wird im letzten Kapitel des Hauptteils zuerst der Bogen zwischen den Kräften des Wanderkeils und des Widerstands am Schaltkontakt geschlagen. Mit der Hohlleitergeometrie und den elektrischen Eigenschaften des Aktors lassen sich so die minimal erreichbaren Kontaktwiderstände für verschiedene Biegeradien des Aktors berechnen. Hohlleiterschalter mit Aktoren, welche senkrecht zur kurzen Seite des Hohlleiters integriert werden, können somit realistisch simuliert werden. Das Ergebnis dieser Simulationen ist, dass die Höhe des Hohlleiters reduziert werden muss, um Schalter dieser Art mit akzeptablen Isolationswerten zu realisieren. Jedoch können die für diesen Schalter notwendigen Aktoren unter den gegebenen Umständen nicht gefertigt werden, da die gekrümmten Balken für die galvanische Herstellung zu dünn sind.

Weiter wurden Schalter simuliert, bei denen die Aktoren senkrecht zur langen Seite in den Hohlleiter integriert werden. Diese Anordnung wurde durch Simulationen optimiert und dann auch gefertigt. Von diesem System konnten die Isolationswerte bestimmt werden. Bei der optimalen Anordnung konnte eine mittlere Isolation von 21,3 dB und eine mittlere Einfügedämpfung von 5,6 dB gemessen werden. Für den Frequenzbereich von 400 - 500 GHz bleibt die Isolation durchgehend über 20 dB und die Einfügedämpfung kleiner als 6 dB.

Der Aufbau von funktionsfähigen Schaltern konnte leider noch nicht durchgeführt werden. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die filigranen Aktoren nach dem Einbau die Seitenwände nicht berühren dürfen. Wegen der gering gewählten Toleranzen von 20 µm und der Tatsache, dass sich die Position im Hohlleiter nicht bestimmen lässt, konnte dieser Schritt mit den wenigen vorhandenen Aktoren nicht erfolgreich durchgeführt werden. Für einen weiteren Versuch müsste eine Justageplattform aufgebaut werden, mit der es möglich ist, die Aktoren auf weniger als 15 µm genau in den Hohlleiter zu platzieren.

Sobald die Herstellung von wanderkeilbasierten Hohlleiterschaltern durchgeführt ist, könnte man den Schalter genauer untersuchen. Ein wichtiger Punkt wäre hierbei die Reproduzierbarkeit des Schaltverhaltens. Für viele Anwendungen ist es wichtig, dass die Transmissions- und Isolationswerte nach jedem

Schalten wieder auf denselben Wert zurück fallen und auch keine Veränderung über die Zeit feststellbar ist. Die Untersuchung von Belastbarkeit, Schaltzeit und der Lebenszeit wäre auf jeden Fall auch von Interesse.

Ein weiterer Punkt, welcher im Rahmen einer Bachelorarbeit [155] angestrebt, aber nicht erfolgreich implementiert werden konnte, war der Aufbau einer Schaltung, mit der der Aktuierungszustand des Aktors erkannt werden kann. Im Rahmen der Bachelorarbeit wurde eine Schaltung zur Messung der Aktorkapazität aufgebaut. Jedoch wurde hierfür nicht beachtet, dass die Stromverläufe durch die Gegenelektrode aus Silizium stark nichtlinear sind und das Messergebnis somit verfälschen. Sobald ein Aktor mit metallischer Gegenelektrode zur Verfügung steht, könnten mit dem Aufbau weitere Versuche durchgeführt werden.

Ziel des Projektes „Sensors Towards Terahertz“ war der Aufbau von Schaltern für das Umschalten zwischen mehreren Sensoren. Hierfür müsste ein Umschalter, also zumindest ein SPDT-Switch entstehen. Erste Konzepte für den Aufbau des Umschalters in einem Splitblock existieren schon (Abb. 8.2). Jedoch werden auch für diesen Aufbau Aktoren mit metallischer, strukturierter Gegenelektrode benötigt, da zwei unabhängige Aktoren auf einem Chip realisiert werden müssen. Sobald all dies erfolgt ist, kann der Aufbau eines Systems aus Umschaltern und hohlleiterbasierten Sensoren erfolgen.

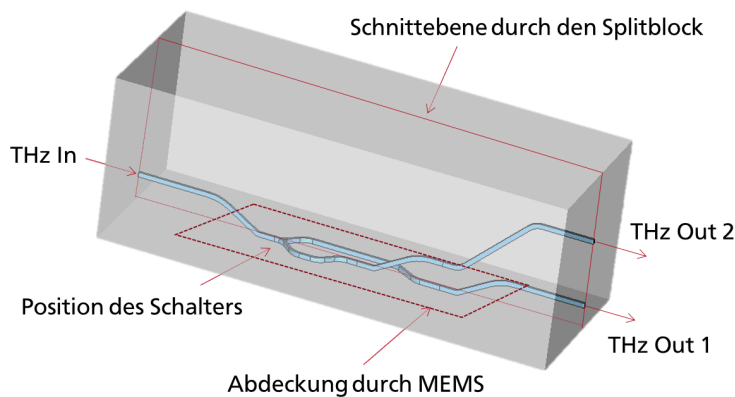


Abbildung 8.2: Konzept für einen Splitblock zur Realisierung eines Umschalters (SPDT-Switch). Die Hohlleiter werden so durch den Splitblock geführt, dass eine Fertigung aus zwei Einzelementen ausreicht.

Des Weiteren kann diese Arbeit als Grundlage für den Entwurf von Schaltern für noch höhere Frequenzen verwendet werden. Durch die mikrotechnische Fertigung der Aktoren und die kleiner werdenden notwendigen Schalthübe, ist eine Herstellung der Aktoren unproblematisch. Allein die mikrotechnische Herstellung der Hohlleiter sollte hierfür in Angriff genommen werden.



Literaturverzeichnis

- [1] J. M. Enoch. „History of Mirrors Dating Back 8000 Years.“ In: *Optometry and Vision Science* 83.10 (Okt. 2006), S. 775–781. ISSN: 1040-5488. DOI: 10.1097/01.opx.0000237925.65901.c0.
- [2] G. P. Williams. „Filling the THz gap—high power sources and applications“. In: *Reports on Progress in Physics* 69.2 (2006), S. 301. ISSN: 0034-4885. DOI: 10.1088/0034-4885/69/2/R01.
- [3] M. Tonouchi. „Cutting-edge terahertz technology“. In: *Nature Photonics* 1.2 (Feb. 2007), S. 97–105. ISSN: 1749-4885. DOI: 10.1038/nphoton.2007.3.
- [4] I. F. Akyildiz, J. M. Jornet und C. Han. „Terahertz band: Next frontier for wireless communications“. In: *Physical Communication* 12 (Sep. 2014), S. 16–32. ISSN: 1874-4907. DOI: 10.1016/j.phycom.2014.01.006.
- [5] G. M. Rebeiz. *RF MEMS: Theory, Design, and Technology*. John Wiley & Sons, 6. Feb. 2004. 508 S. ISBN: 978-0-471-46288-0.
- [6] Iwata Naotaka, und Fujita Masanori. *GaAs Switch ICs for Cellular Phone Antenna Impedance Matching- NEC Electronics Cooperation*. Technischer Bericht. URL: <http://www.nec.com/en/global/techrep/journal/g09/n01/pdf/090108.pdf> (besucht am 04.08.2016).
- [7] Rolf Jakoby. *Vollantrag LOEWE-Schwerpunkt Sensors Towards Terahertz*. 30. Nov. 2011.
- [8] D. M. Pozar. *Microwave Engineering*. Wiley, 12. Aug. 1997. 744 S. ISBN: 978-0-471-17096-9.
- [9] K. Wang und D. M. Mittleman. „Metal wires for terahertz wave guiding“. In: *Nature* 432.7015 (Nov. 2004), S. 376–379. ISSN: 0028-0836. DOI: 10.1038/nature03040.
- [10] R. Mendis und D. Grischkowsky. „Undistorted guided-wave propagation of subpicosecond terahertz pulses“. In: *Opt. Lett.* 26.11 (Juni 2001), S. 846–848. DOI: 10.1364/OL.26.000846.
- [11] S. Atakaramians, S. A. V, T. M. Monro und D. Abbott. „Terahertz dielectric waveguides“. In: *Advances in Optics and Photonics* 5.2 (30. Juni 2013), S. 169–215. ISSN: 1943-8206. DOI: 10.1364/AOP.5.000169.
- [12] M. Nagel, A. Marchewka und H. Kurz. „Low-index discontinuity terahertz waveguides“. In: *Opt. Express* 14.21 (Okt. 2006), S. 9944–9954. DOI: 10.1364/OE.14.009944.
- [13] M. Wächter, M. Nagel und H. Kurz. „Metallic slit waveguide for dispersion-free low-loss terahertz signal transmission“. In: *Applied Physics Letters* 90.6 (Feb. 2007), S. 061111+. DOI: 10.1063/1.2472544.
- [14] S. Pandey, B. Gupta und A. Nahata. „Terahertz plasmonic waveguides created via 3D printing“. In: *Optics Express* 21.21 (21. Okt. 2013), S. 24422–24430. DOI: 10.1364/OE.21.024422.
- [15] J. Cunningham, M. Byrne, C. Wood und L. Dazhang. „On-chip terahertz systems for spectroscopy and imaging“. In: *Electronics Letters* 46.26 (Dez. 2010), s34–s37. ISSN: 0013-5194. DOI: 10.1049/el.2010.3317.
- [16] L. Dazhang, J. Cunningham, M. B. Byrne, S. Khanna, C. D. Wood, A. D. Burnett, S. M. Ershad, E. H. Linfield und A. G. Davies. „On-chip terahertz Goubau-line waveguides with integrated photoconductive emitters and mode-discriminating detectors“. In: *Applied Physics Letters* 95.9 (2009), S. 092903+. DOI: 10.1063/1.3216579.
- [17] M. B. Byrne, J. Cunningham, K. Tych, A. D. Burnett, M. R. Stringer, C. D. Wood, L. Dazhang, M. Lachab, E. H. Linfield und A. G. Davies. „Terahertz vibrational absorption spectroscopy using microstrip-line waveguides“. In: *Applied Physics Letters* 93.18 (2008), S. 182904+. DOI: 10.1063/1.3013349.
- [18] H.-J. Cheng, J. F. Whitaker, T. M. Weller und L. P. B. Katehi. „Terahertz-bandwidth characteristics of coplanar transmission lines on low permittivity substrates“. In: *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 42.12 (Dez. 1994), S. 2399–2406. ISSN: 0018-9480. DOI: 10.1109/22.339773.

- [19] V. Desmaris, D. Meledin, A. Pavolotsky, R. Monje und V. Belitsky. „All-metal micromachining for the fabrication of sub-millimetre and THz waveguide components and circuits“. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* 18.9 (Sep. 2008). ISSN: 0960-1317. DOI: 10.1088/0960-1317/18/9/095004.
- [20] A. R. Kerr, E. Wollack und N. Horner. *Waveguide flanges for ALMA instrumentation*. ALMA Memo, 278. 1999. URL: <http://web.junpinic.com:8000/gpw/gongnengf1/memo278.pdf> (besucht am 04.05.2016).
- [21] Thorlabs. *Single Mode Fiber with 900 um Hytrel Jacket*. Datenblatt. 24. Nov. 2015. URL: <https://www.thorlabs.de/drawings/f49f5089ec76415-F5A21BFE-5056-2306-D911015B261798CA/SMF-28-J9-SpecSheet.pdf> (besucht am 16.09.2016).
- [22] John Cunningham. „On-chip THz systems - Evanescent field THz time domain spectroscopy“. CMOS Emerging Technologies Workshop. Whistler BC, 21. Mai 2010.
- [23] Virginia Diodes, Inc. *Virginia Diodes Inc. Waveguide Band Designations*. Datenblatt. 29. Juni 2010. URL: <http://vadiodes.com/VDI/pdf/waveguidechart200908.pdf> (besucht am 10.08.2016).
- [24] S. Duffy, C. Bozler, S. Rabe, J. Knecht, L. Travis, P. Wyatt, C. Keast und M. Gouker. „MEMS microswitches for reconfigurable microwave circuitry“. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 11.3 (März 2001), S. 106–108. ISSN: 1531-1309. DOI: 10.1109/7260.915617.
- [25] Z. J. Yao, S. Chen, S. Eshelman, D. Denniston und C. Goldsmith. „Micromachined low-loss microwave switches“. In: *Journal of Microelectromechanical Systems* 8.2 (Juni 1999), S. 129–134. ISSN: 1057-7157. DOI: 10.1109/84.767108.
- [26] L. Wu und H. Xie. „124 Rotation Angle Electrothermal Micromirror With Integrated Platinum Heater“. In: *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* 13.2 (März 2007), S. 316–321. ISSN: 1077-260X. DOI: 10.1109/JSTQE.2007.894066.
- [27] D. Brugger, M. Kohl, B. Krevet, B. Winzek und S. Schmitz. „2 DOF optical microscanner with large deflection angles“. In: *IEEE/LEOS International Conference on Optical MEMS and Their Applications Conference, 2005*. Aug. 2005, S. 47–48. DOI: 10.1109/OMEMS.2005.1540069.
- [28] J.-K. Kim, Y. Zhang und D.-W. Lee. „A New Micro-Four-Point Probe Design for Various Applications“. In: *IEEE 22nd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2009. MEMS 2009*. Jan. 2009, S. 84–87. DOI: 10.1109/MEMSYS.2009.4805325.
- [29] C. Hatzfeld, M. E. Khoury, C. Nakic, M. Staab, T. Winterstein und H. F. Schlaak. „Electrothermal Actuators for Portable Braille Devices“. In: *Eurohaptics 2016 - Work in Progress*. London, Juni 2016.
- [30] T. Nagano, M. Nishigaki, K. Abe, K. Itaya und T. Kawakubo. „Fabrication and Performance of Piezoelectric MEMS Tunable Capacitors Constructed with AlN Bimorph Structure“. In: *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*. Juni 2006, S. 1285–1288. DOI: 10.1109/MWSYM.2006.249465.
- [31] T. Kawakubo, T. Nagano, M. Nishigaki, K. Abe und K. Itaya. „RF-MEMS Tunable Capacitor With 3 V Operation Using Folded Beam Piezoelectric Bimorph Actuator“. In: *Journal of Microelectromechanical Systems* 15.6 (Dez. 2006), S. 1759–1765. ISSN: 1057-7157. DOI: 10.1109/JMEMS.2006.885985.
- [32] M. Schlosser und H. F. Schlaak. „Curved Electroplated Nickel Cantilever for Switching Applications“. In: *ACTUATOR12, 13th International Conference on New Actuators and 7th International Exhibition on Smart Actuators and Drive Systems*. Juni 2012, S. 124–127.
- [33] Dr. Helmut F. Schlaak, Dr. Frank Arndt und Dr. Martin Hanke. „Switching Characteristics of Silicon-Microrelay with Electrostatic Actuator“. In: *19th International Conference on Electric Contact Phenomena*. Nürnberg, 14. Sep. 1998.
- [34] B.-H. Jang, H.-Y. Huang und W. Fang. „A Novel Zero-Insertion-Force (ZIF) Micro -Connector: Design, Fabrication, and Measurements“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56.4 (Apr. 2009), S. 1040–1047. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2008.2010086.
- [35] D. Petrov, W. Lang und W. Benecke. „A nickel electrostatic curved beam actuator for valve applications“. In: *Procedia Engineering. Eurosensors XXIV Conference* Eurosensors XXIV Conference 5 (2010), S. 1409–1412. ISSN: 1877-7058. DOI: 10.1016/j.proeng.2010.09.379.
- [36] C.-H. Chu, W.-P. Shih, S.-Y. Chung, H.-C. Tsai, T.-K. Shing und P.-Z. Chang. „A low actuation voltage electrostatic actuator for RF MEMS switch applications“. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* 17.8 (18. Juli 2007), S. 1649. ISSN: 0960-1317. DOI: 10.1088/0960-1317/17/8/031.

-
- [37] N. Vahabisani und M. Daneshmand. „Monolithic Millimeter-Wave MEMS Waveguide Switch“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* PP.99 (2014), S. 1–12. ISSN: 0018-9480. DOI: 10.1109/TMTT.2014.2378253.
- [38] M. Daneshmand, R. Mansour und N. Sarkar. „RF MEMS Waveguide Switch“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 52.12 (Dez. 2004), S. 2651–2657. ISSN: 0018-9480. DOI: 10.1109/TMTT.2004.838269.
- [39] R. Mahnken. *Lehrbuch Der Technischen Mechanik - Statik*. Springer Berlin Heidelberg, 25. Okt. 2011. 469 S. ISBN: 978-3-642-21711-1.
- [40] Gerald Gerlach und Wolfram Dötzel. *Einführung in die Mikrosystemtechnik*. Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG, 2. Feb. 2006. 385 S. ISBN: 978-3-446-22558-9.
- [41] G. M. Rebeiz, C. D. Patel, S. K. Han, C. H. Ko und K. M. J. Ho. „The Search for a Reliable MEMS Switch“. In: *IEEE Microwave Magazine* 14.1 (Jan. 2013), S. 57–67. ISSN: 1527-3342. DOI: 10.1109/MMM.2012.2226540.
- [42] Huber+Suhner Cube Optics. *SWITCH Cubes Electro-mechanical switch 1x1 or 1x2, single mode and multi mode*. Datenblatt. URL: http://www.cubeoptics.com/uploads/tx_cuboproducts/SWITCH_em_1x1or1x2_SMandMM_V4_0.pdf (besucht am 04.08.2016).
- [43] T. Buber, N. Kinayman, Y.-H. Yun und J. Brogle. „Low-loss high-isolation 60-80 GHz GaAs SPST PIN switch“. In: *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*. Bd. 2. Juni 2003, 1307–1310 vol.2. DOI: 10.1109/MWSYM.2003.1212610.
- [44] Quinstar. *Electromechanical Waveguide Switches (QWZ series)*. Datenblatt. URL: <http://quinstar.com/test-equipment/electromechanical-waveguide-switches-qwz-series/> (besucht am 18.08.2016).
- [45] MESL Microwave. *Rotary Switches Index*. Datenblatt. URL: <http://www.meslmicrowave.com/rotary-switches/overview/> (besucht am 18.08.2016).
- [46] Sector Microwave Industries. *SMI - Products - Waveguide - WR10*. Datenblatt. URL: http://www.sectormicrowave.com/products/wave/wr10_51/wr10/index.html (besucht am 18.08.2016).
- [47] ELVA-1. *Millimeter Wave Broadband - SPST_FastSwitches_150_GHz*. Datenblatt. URL: http://www.elva-1.com/data/files/Datasheets/SPST_FastSwitches_150_GHz.pdf (besucht am 16.08.2016).
- [48] hxi Millimeter Wave Products. *Series HSW SPST & SPDT PIN Switches*. Datenblatt. URL: <http://www.hxi.com/Datasheets/HSW-RevE.pdf> (besucht am 05.08.2016).
- [49] millitech. *Series PDT Millimeter-Wave Technology & Solutions*. Datenblatt. URL: <http://www.millitech.com/pdfs/specsheets/IS000041-PDT.pdf> (besucht am 05.08.2016).
- [50] D. Psychogiou, J. Hesselbarth, Y. Li, S. Kuehne und C. Hierold. „W-band tunable reflective type phase shifter based on waveguide-mounted RF MEMS“. In: *Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Integration Technologies (IMWS), 2011 IEEE MTT-S International*. 00003. Sep. 2011, S. 85–88. DOI: 10.1109/IMWS3.2011.6061894.
- [51] Y. Li, S. Kühne, D. Psychogiou, J. Hesselbarth und C. Hierold. „A microdevice with large deflection for variable-ratio RF MEMS power divider applications“. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* 21.7 (1. Juli 2011), S. 074013. ISSN: 0960-1317. DOI: 10.1088/0960-1317/21/7/074013.
- [52] Z. Baghchehsaraei, U. Shah, J. Åberg, G. Stemme und J. Oberhammer. „MEMS reconfigurable millimeter-wave surface for V-band rectangular-waveguide switch“. In: *International Journal of Microwave and Wireless Technologies* 5 (Special Issue 03 Juni 2013), S. 341–349. ISSN: 1759-0795. DOI: 10.1017/S1759078713000378.
- [53] Z. Baghchehsaraei, U. Shah, S. Dudorov, G. Stemme, J. Oberhammer und J. Åberg. „MEMS 30um-thick W-band waveguide switch“. In: *2012 42nd European Microwave Conference (EuMC)*. Okt. 2012, S. 1055–1058.
- [54] U. Shah, E. Decrossas, C. Jung-Kubiak, T. Reck, G. Chattopadhyay, I. Mehdi und J. Oberhammer. „Submillimeter-Wave 3.3-bit RF MEMS Phase Shifter Integrated in Micromachined Waveguide“. In: *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology* PP.99 (2016), S. 1–10. ISSN: 2156-342X. DOI: 10.1109/TTHZ.2016.2584924.
-

- [55] A. Kohlstedt, F. Dassinger, F. Schlaak, C. Fritzsche und R. Jakoby. „Monolithic SU-8 based hollow waveguide with integrated electro thermally tunable iris filter for W-band applications“. In: *2012 IEEE 25th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*. Paris, Jan. 2012, S. 713–716. DOI: 10.1109/MEMSYS.2012.6170286.
- [56] M. Daneshmand und R. R. Mansour. „Multi-port RF MEMS waveguide switch“. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005*. Juni 2005, 4 pp.–. DOI: 10.1109/MWSYM.2005.1516777.
- [57] Y. Cai. „RF MEMS And Integrated Manufacturing For Miniaturized Millimeter-wave Systems“. Dissertation. Texas: University of Texas at Arlington, 23. Aug. 2007. URL: <https://uta-ir.tdl.org/uta-ir/handle/10106/347> (besucht am 17.08.2016).
- [58] J. Hesselbarth und R. Vahldieck. „Concepts for millimeter-wave waveguide-MEMS phase shifters“. In: *Microwave and Optical Technology Letters* 52.5 (1. Mai 2010), S. 1028–1030. ISSN: 1098-2760. DOI: 10.1002/mop.25144.
- [59] N. Vahabisani und M. Daneshmand. „Study of Contact Resistance for Curled-Up Beams in Waveguide Switch“. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 22.11 (Nov. 2012), S. 586–588. ISSN: 1531-1309, 1558-1764. DOI: 10.1109/LMWC.2012.2225139.
- [60] N. Vahabisani und M. Daneshmand. „Monolithic Millimeter-Wave MEMS Waveguide Switch“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 63.2 (Feb. 2015), S. 340–351. ISSN: 0018-9480. DOI: 10.1109/TMTT.2014.2378253.
- [61] M. Schlosser und H. F. Schlaak. „Intrinsische Schichtspannungen in galvanisch abgeschiedenem Nickel für elektrostatische Mikroaktoren“. In: *Galvanotechnik* 103.12 (Dez. 2012). ISSN: 0016-4232.
- [62] M. Schlosser, T. Winterstein und H. F. Schlaak. „Electrostatic Moving Wedge Actuator Made of Electroplated Nickel“. In: *Conference proceedings: Actuator 2010*. Bremen, Germany, 14. Juni 2010, S. 778–781.
- [63] S. P. Pucic. „Diffusion of copper into gold plating“. In: *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1993. IMTC/93. Conference Record*. Mai 1993, S. 114–117. DOI: 10.1109/IMTC.1993.382669.
- [64] Mohamed Gad-el-Hak. *The MEMS Handbook*. The Mechanical Engineering Handbook Series. CRC Press LLC, 2002.
- [65] D. Gross, W. Hauger, J. Schröder und W. A. Wall. *Technische Mechanik 1: Statik*. 12., aktual. Aufl. 2013. Springer Vieweg, 19. Aug. 2013. 296 S. ISBN: 978-3-642-36267-5.
- [66] D. Gross, W. Hauger, J. Schröder und W. A. Wall. *Technische Mechanik 2: Elastostatik*. 12., aktualisierte Aufl. 2014. Springer Vieweg, 31. März 2014. 306 S. ISBN: 978-3-642-40965-3.
- [67] T. W. Jelinek. *Praktische Galvanotechnik: ein Lehr- und Handbuch*. 5. Aufl. Leuze, 1997. 623 S. ISBN: 978-3-87480-207-9.
- [68] N. Kanani. *Galvanotechnik: Grundlagen, Verfahren, Praxis*. Hanser, 2000. 447 S. ISBN: 978-3-446-21024-0.
- [69] S. J. Hearne und J. A. Floro. „Mechanisms inducing compressive stress during electrodeposition of Ni“. In: *Journal of Applied Physics* 97.1 (1. Jan. 2005), S. 014901. ISSN: 0021-8979, 1089-7550. DOI: 10.1063/1.1819972.
- [70] C. Wohlgemuth. „Entwurf und galvanotechnische Fertigung metallischer Trennmembranen für mediengetrennte Drucksensoren“. Dissertation. Darmstadt: TU Darmstadt, Institut EMK, 4. Juni 2008. (Besucht am 18.01.2016).
- [71] R.A.F. Hammond und Nickel Informationsbüro GmbH Düsseldorf. *Galvanisches Vernickeln in Sulfamatbädern*. Nickel Informationsbüro Düsseldorf GmbH, 1994.
- [72] Manfred Jäckel und Dr. Karl T. Risch. *Chemie heute: Sekundarbereich II*. Schroedel, 1992.
- [73] H. Ezaki, M. Morinaga und S. Watanabe. „Hydrogen overpotential for transition metals and alloys, and its interpretation using an electronic model“. In: *Electrochimica Acta* 38.4 (März 1993), S. 557–564. ISSN: 0013-4686. DOI: 10.1016/0013-4686(93)85012-N.
- [74] M. Staab. „Elektrothermisch aktuiertes magnetostatisch bistabiles Mikrorelais für Schaltmatrizen“. Dissertation. Darmstadt: TU Darmstadt, Institut EMK, 27. Sep. 2013.

- [75] F. Greiner, H. Haus, S. Quednau, H. F. Schlaak, M. Staab und T. Winterstein. *Integrationsorientierte Verfahren zur Herstellung hybrider Mikrosysteme INSIGHT*, FKZ 16SV5053. Report. 14. Dez. 2011. URL: <http://opac.tib.uni-hannover.de/DB=1/SET=2/TTL=1/CMD?ACT=SRCHA&IKT=1016&SRT=YOP&TRM=16SV5053> (besucht am 27.10.2016).
- [76] T. Winterstein, M. Staab, D. Riemer und H. F. Schlaak. „Konstruktionskatalog für mechanische, elektrische und magnetische Eigenschaften von galvanisch abgeschiedenem Nickel“. In: *Proceedings - MikroSystem-Technik Kongress 2011*. Darmstadt, Deutschland: VDE Verlag, 10. Okt. 2011.
- [77] N. Vahabisani und M. Daneshmand. „Realization of a new class of monolithic RF MEMS waveguide switches for millimeter-wave applications“. In: *Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International*. Juni 2014, S. 1–4. DOI: 10.1109/MWSYM.2014.6848555.
- [78] S. P. Muraka, M. Eizenberg und A. K. Sinha. *Interlayer Dielectrics for Semiconductor Technologies*. Academic Press, 13. Okt. 2003. 460 S. ISBN: 978-0-08-052195-4.
- [79] K. Mistry u. a. „A 45nm Logic Technology with High-k+Metal Gate Transistors, Strained Silicon, 9 Cu Interconnect Layers, 193nm Dry Patterning, and 100% Pb-free Packaging“. In: *IEDM 2007. IEEE International Electron Devices Meeting*. Dez. 2007, S. 247–250. DOI: 10.1109/IEDM.2007.4418914.
- [80] J. Melai, C. Salm, S. Smits, J. Visschers und J. Schmitz. „The electrical conduction and dielectric strength of SU-8“. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* 19.6 (1. Juni 2009), S. 065012. ISSN: 0960-1317. DOI: 10.1088/0960-1317/19/6/065012.
- [81] W. A. Pliskin und H. S. Lehman. „Structural Evaluation of Silicon Oxide Films“. In: *Journal of The Electrochemical Society* 112.10 (10. Jan. 1965), S. 1013–1019. ISSN: 0013-4651, 1945-7111. DOI: 10.1149/1.2423333.
- [82] W.-F. Wu und B.-S. Chiou. „Properties of radio frequency magnetron sputtered silicon dioxide films“. In: *Applied Surface Science* 99.3 (1. Juli 1996), S. 237–243. ISSN: 0169-4332. DOI: 10.1016/0169-4332(96)00103-1.
- [83] S.-H. Jeong, J.-K. Kim, B.-S. Kim, S.-H. Shim und B.-T. Lee. „Characterization of SiO₂ and TiO₂ films prepared using rf magnetron sputtering and their application to anti-reflection coating“. In: *Vacuum* 76.4 (29. Nov. 2004), S. 507–515. ISSN: 0042-207X. DOI: 10.1016/j.vacuum.2004.06.003.
- [84] V. Bhatt und S. Chandra. „Silicon dioxide films by RF sputtering for microelectronic and MEMS applications“. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* 17.5 (2007), S. 1066. ISSN: 0960-1317. DOI: 10.1088/0960-1317/17/5/029.
- [85] J. Santamaría, F. Sánchez Quesada, G. Gonzalez Díaz, E. Iborra und M. Rodriguez Vidal. „Electrical properties of R.F.-sputtered SiO₂ films“. In: *Thin Solid Films* 125.3 (22. März 1985), S. 299–303. ISSN: 0040-6090. DOI: 10.1016/0040-6090(85)90236-6.
- [86] HD Microsystems. *PI-2525,2555,2574 Product Bulletin*. Datenblatt. Nov. 2012. URL: http://hdmicrosystems.com/HDMicroSystems/en_US/pdf/PI-2525_2555_2574_ProductBulletin.pdf (besucht am 05.12.2014).
- [87] M. Schier. „Reactive Ion Etching of Benzocyclobutene Using a Silicon Nitride Dielectric Etch Mask“. In: *Journal of The Electrochemical Society* 142.9 (9. Jan. 1995), S. 3238–3240. ISSN: 0013-4651, 1945-7111. DOI: 10.1149/1.2048721.
- [88] O. Tabata, R. Asahi, H. Funabashi, K. Shimaoka und S. Sugiyama. „Anisotropic etching of silicon in TMAH solutions“. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 34.1 (1. Juli 1992), S. 51–57. ISSN: 0924-4247. DOI: 10.1016/0924-4247(92)80139-T.
- [89] M. Lamhamdi, L. Boudou, P. Pons, J. Guastavino, A. Belarni, M. Dilhan, Y. Segui und R. Plana. „Si₃N₄ Thin Films Properties for RF-MEMS Reliability Investigation“. In: *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2007. TRANSDUCERS 2007. International*. Juni 2007, S. 579–582. DOI: 10.1109/SENSOR.2007.4300196.
- [90] M. T. Haidar, S. Preu, S. Paul, C. Gierl, J. Cesar, A. Emsia und F. Küppers. „Widely tunable telecom MEMS-VCSEL for terahertz photomixing“. In: *Optics Letters* 40.19 (1. Okt. 2015), S. 4428. ISSN: 0146-9592, 1539-4794. DOI: 10.1364/OL.40.004428.

- [91] A. Stoffel, A. Kovács, W. Kronast und B. Müller. „LPCVD against PECVD for micromechanical applications“. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* 6.1 (1. März 1996), S. 1. ISSN: 0960-1317. DOI: 10.1088/0960-1317/6/1/001.
- [92] R. Kochetov, A. H. S. Ospino, T. Andritsch, P. H. F. Morshuis, J. J. Smit, T. Feller und J. Wagner. „DC breakdown investigation on polyurethane elastomeric films with and without deposited electrodes“. In: *2013 IEEE International Conference on Solid Dielectrics (ICSD)*. Bologna, Juni 2013, S. 37–40. DOI: 10.1109/ICSD.2013.6619813.
- [93] S. K. Hesse, M. Hanke und H. F. Schlaak. „Dimensionierung elektrostatischer Mikrorelais-Antriebe“. In: *F & M Zeitschrift für Elektronik, Optik und Mikrosystemtechnik* (1998), S. 546–548. ISSN: 0340-1952.
- [94] K. E. Petersen. „Dynamic micromechanics on silicon: Techniques and devices“. In: *IEEE Transactions on Electron Devices* 25.10 (Okt. 1978), S. 1241–1250. ISSN: 0018-9383. DOI: 10.1109/T-ED.1978.19259.
- [95] L. C. Wei, A. B. Mohammad und N. M. Kassim. „Analytical modeling for determination of pull-in voltage for an electrostatic actuated MEMS cantilever beam“. In: *IEEE International Conference on Semiconductor Electronics, 2002. Proceedings. ICSE 2002*. Dez. 2002, S. 233–238. DOI: 10.1109/SMELEC.2002.1217814.
- [96] S. Chowdhury, M. Ahmadi und W. C. Miller. „A closed-form model for the pull-in voltage of electrostatically actuated cantilever beams“. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* 15.4 (2005), S. 756. ISSN: 0960-1317. DOI: 10.1088/0960-1317/15/4/012.
- [97] K.-S. Ou, K.-S. Chen, T.-S. Yang und S.-Y. Lee. „A Novel Semianalytical Approach for Finding Pull-In Voltages of Micro Cantilever Beams Subjected to Electrostatic Loads and Residual Stress Gradients“. In: *Journal of Microelectromechanical Systems* 20.2 (Apr. 2011), S. 527–537. ISSN: 1057-7157. DOI: 10.1109/JMEMS.2011.2105246.
- [98] Y.-C. Hu und C.-S. Wei. „An analytical model considering the fringing fields for calculating the pull-in voltage of micro curled cantilever beams“. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* 17.1 (2007), S. 61. ISSN: 0960-1317. DOI: 10.1088/0960-1317/17/1/008.
- [99] R. Legtenberg, J. Gilbert, S. Senturia und M. Elwenspoek. „Electrostatic curved electrode actuators“. In: *Journal of Microelectromechanical Systems* 6.3 (1997), S. 257–265. ISSN: 1057-7157. DOI: 10.1109/84.623115.
- [100] A. K. Chinthakindi und P. A. Kohl. „Electrostatic Actuators with Intrinsic Stress Gradient II. Performance and Modeling“. In: *Journal of The Electrochemical Society* 149.8 (8. Jan. 2002), H146–H152. ISSN: 0013-4651, 1945-7111. DOI: 10.1149/1.1486455.
- [101] Raj K. Gupta. „Electrostatic Pull-In Test Structure Design for In-Situ Mechanical Property Measurements of Microelectromechanical Systems (MEMS)“. Dissertation. Boston: Massachusetts Institute of Technology, 1997.
- [102] C. Goldsmith, J. Ehmke, A. Malczewski, B. Pillans, S. Eshelman, Z. Yao, J. Brank und M. Eberly. „Lifetime characterization of capacitive RF MEMS switches“. In: *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*. Bd. 1. Mai 2001, 227–230 vol.1. DOI: 10.1109/MWSYM.2001.966876.
- [103] C. Cabuz, E. Cabuz, T. Ohnstein, J. Neus und R. Maboudian. „Factors enhancing the reliability of touch-mode electrostatic actuators“. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 79.3 (25. Feb. 2000), S. 245–250. ISSN: 0924-4247. DOI: 10.1016/S0924-4247(99)00281-2.
- [104] S. M. Sze und K. K. Ng. *Physics of Semiconductor Devices*. John Wiley & Sons, 3. Nov. 2006. 828 S. ISBN: 978-0-470-06830-4.
- [105] J. A. Voorthuyzen, W. Olthuis, P. Bergveld und A. J. Sprenkels. „Research and development of miniaturized electrets“. In: *IEEE Transactions on Electrical Insulation* 24.2 (Apr. 1989), S. 255–266. ISSN: 0018-9367. DOI: 10.1109/14.90284.
- [106] B. Lutz und J. Kindersberger. „Influence of relative humidity on surface charge decay on epoxy resin insulators“. In: *IEEE 9th International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials, 2009. ICPADM 2009*. Juli 2009, S. 883–886. DOI: 10.1109/ICPADM.2009.5252237.
- [107] B. C. Bunker, R. W. Carpick, R. A. Assink, M. L. Thomas, M. G. Hankins, J. A. Voigt, D. Sipola, M. P. de Boer und G. L. Gulley. „The Impact of Solution Agglomeration on the Deposition of Self-Assembled Monolayers“. In: *Langmuir* 16.20 (1. Okt. 2000), S. 7742–7751. ISSN: 0743-7463. DOI: 10.1021/la000502q.

-
- [108] J. Frechette, R. Maboudian und C. Carraro. „Effect of temperature on in-use stiction of cantilever beams coated with perfluorinated alkylsiloxane monolayers“. In: *Journal of Microelectromechanical Systems* 15.4 (Aug. 2006), S. 737–744. ISSN: 1057-7157. DOI: 10.1109/JMEMS.2006.878893.
- [109] R. Maboudian, W. R. Ashurst und C. Carraro. „Self-assembled monolayers as anti-stiction coatings for MEMS: characteristics and recent developments“. In: *Sensors and Actuators A: Physical* 82.1 (2000), S. 219–223.
- [110] R. Maboudian. „Surface processes in MEMS technology“. In: *Surface Science Reports* 30.6 (1998), S. 207–269.
- [111] D. Gross, W. Hauger und P. Wriggers. *Technische Mechanik 4: Hydromechanik, Elemente der Höheren Mechanik, Numerische Methoden*. 7. Aufl. Springer Vieweg, 2009. 503 S. ISBN: 978-3-540-89390-5.
- [112] Standex-Meder. *Reedrelais im Vergleich zu Solid-State und Mechanische Relais*. Technischer Bericht. URL: <https://standexelectronics.com/de/resources/technische-bibliothek/technische-informationen/reedrelais-im-vergleich-zu-solid-state-und-mechanische-relais/> (besucht am 05.04.2016).
- [113] F. J. Tischer. „Experimental Attenuation of Rectangular Waveguides at Millimeter Wavelengths“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 27.1 (Jan. 1979), S. 31–37. ISSN: 0018-9480. DOI: 10.1109/TMTT.1979.1129554.
- [114] Y. Tian, X. Shang und M. J. Lancaster. „Fabrication of multilayered SU8 structure for terahertz waveguide with ultralow transmission loss“. In: *Journal of Micro/Nanolithography, MEMS, and MOEMS* 13.1 (2014), S. 013002–013002. ISSN: 1932-5150. DOI: 10.1117/1.JMM.13.1.013002.
- [115] Y. Li, I. Mehdi, A. Maestrini, R. H. Lin und J. Papapolymerou. „A Broadband 900-GHz Silicon Micromachined Two-Anode Frequency Tripler“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 59.6 (Juni 2011), S. 1673–1681. ISSN: 0018-9480. DOI: 10.1109/TMTT.2011.2123112.
- [116] E. O. Hammerstad und F. Bekkadal. *Microstrip Handbook*. Norwegian Institute of Technology, 1975.
- [117] Microwaves101 - P-N Designs, Inc. *Waveguide Construction*. 2016. URL: <http://www.microwaves101.com/encyclopedias/waveguide-construction> (besucht am 12.05.2016).
- [118] D. M. Slocum, T. M. Goyette, E. J. Slingerland, R. H. Giles und W. E. Nixon. „Terahertz atmospheric attenuation and continuum effects“. In: *SPIE Defense, Security, and Sensing*. International Society for Optics und Photonics, 2013, S. 871607–871607.
- [119] H. Li, A. Arsenovic, J. L. Hesler, A. R. Kerr und R. M. Weikle. „Repeatability and Mismatch of Waveguide Flanges in the 500-750 GHz Band“. In: *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology* 4.1 (Jan. 2014), S. 39–48. ISSN: 2156-342X. DOI: 10.1109/TTHZ.2013.2283540.
- [120] J. W. Digby u. a. „Fabrication and characterization of micromachined rectangular waveguide components for use at millimeter-wave and terahertz frequencies“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 48.8 (Aug. 2000), S. 1293–1302. ISSN: 0018-9480. DOI: 10.1109/22.859472.
- [121] N. Vahabisani und M. Daneshmand. „Monolithic on-wafer rectangular waveguide and its transition to CPW lines“. In: *2012 42nd European Microwave Conference (EuMC)*. Okt. 2012, S. 289–292.
- [122] J. P. Becker, J. R. East und L. P. B. Katehi. „Performance of silicon micromachined waveguide at W-band“. In: *Electronics Letters* 38.13 (Juni 2002), S. 638–639. ISSN: 0013-5194. DOI: 10.1049/el:20020457.
- [123] K. M. K. H. Leong, K. Hennig, C. Zhang, R. N. Elmadjian, Z. Zhou, B. S. Gorospe, P. P. Chang-Chien, V. Radisic und W. R. Deal. „WR1.5 Silicon Micromachined Waveguide Components and Active Circuit Integration Methodology“. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 60.4 (Apr. 2012), S. 998–1005. ISSN: 0018-9480. DOI: 10.1109/TMTT.2012.2184296.
- [124] P. L. Kirby, D. Pukala, H. Manohara, I. Mehdi und J. Papapolymerou. „Characterization of micromachined silicon rectangular waveguide at 400 GHz“. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 16.6 (Juni 2006), S. 366–368. ISSN: 1531-1309. DOI: 10.1109/LMWC.2006.875593.
- [125] T. J. Reck, C. Jung-Kubiak, J. Gill und G. Chattopadhyay. „Measurement of Silicon Micromachined Waveguide Components at 500 #x2013;750 GHz“. In: *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology* 4.1 (Jan. 2014), S. 33–38. ISSN: 2156-342X. DOI: 10.1109/TTHZ.2013.2282534.

- [126] W. R. McGrath, C. Walker, M. Yap und Y. C. Tai. „Silicon micromachined waveguides for millimeter-wave and submillimeter-wave frequencies“. In: *IEEE Microwave and Guided Wave Letters* 3.3 (März 1993), S. 61–63. ISSN: 1051-8207. DOI: 10.1109/75.205665.
- [127] MicroChem. *SU-8 2000 Permanent Epoxy Negative Photoresist*. Datenblatt. URL: <http://christophe.yamahata.fr/projects/pdf/51.pdf> (besucht am 17.05.2016).
- [128] C. H. Smith, A. Sklavonuos und N. S. Barker. „SU-8 micromachining of millimeter and submillimeter waveguide circuits“. In: *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International*. Juni 2009, S. 961–964. DOI: 10.1109/MWSYM.2009.5165858.
- [129] C. E. Collins, R. E. Miles, J. W. Digby, G. M. Parkhurst, R. D. Pollard, J. M. Chamberlain, D. P. Steenson, N. J. Cronin, S. R. Davies und J. W. Bowen. „A new micro-machined millimeter-wave and terahertz snap-together rectangular waveguide technology“. In: *IEEE Microwave and Guided Wave Letters* 9.2 (Feb. 1999), S. 63–65. ISSN: 1051-8207. DOI: 10.1109/75.755047.
- [130] C. E. Collins, R. E. Miles, R. D. Pollard, D. P. Steenson, J. W. Digby, G. M. Parkhurst, J. M. Chamberlain, N. J. Cronin, S. R. Davies und J. W. Bowen. „Technique for micro-machining millimetre-wave rectangular waveguide“. In: *Electronics Letters* 34.10 (Mai 1998), S. 996–997. ISSN: 0013-5194. DOI: 10.1049/el:19980665.
- [131] X. Shang, M. L. Ke, Y. Wang und M. J. Lancaster. „Micromachined WR-3 waveguide filter with embedded bends“. In: *Electronics Letters* 47.9 (Apr. 2011), S. 545–547. ISSN: 0013-5194. DOI: 10.1049/el.2011.0525.
- [132] X. Shang, M. J. Lancaster, M. Ke und Y. Wang. „Measurements of micromachined submillimeter waveguide circuits“. In: *2010 76th ARFTG Microwave Measurement Symposium (ARFTG)*. Nov. 2010, S. 1–4. DOI: 10.1109/ARFTG76.2010.5700055.
- [133] A. Pavolotsky, D. Meledin, C. Risacher, M. Pantaleev und V. Belitsky. „Micromachining approach in fabricating of THz waveguide components“. In: *Microelectronics Journal. European Micro and Nano Systems (EMN)* 2004 36.7 (Juli 2005), S. 683–686. ISSN: 0026-2692. DOI: 10.1016/j.mejo.2005.04.041.
- [134] R. Holm. *Electric Contacts: Theory and Application*. Springer Science & Business Media, 29. Juni 2013. 503 S. ISBN: 978-3-662-06688-1.
- [135] D. Hyman und M. Mehregany. „Contact physics of gold microcontacts for MEMS switches“. In: *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies* 22.3 (Sep. 1999), S. 357–364. ISSN: 1521-3331. DOI: 10.1109/6144.796533.
- [136] J. Schimkat. „Contact materials for microrelays“. In: *The Eleventh Annual International Workshop on Micro Electro Mechanical Systems, 1998. MEMS 98. Proceedings*. Jan. 1998, S. 190–194. DOI: 10.1109/MEMSYS.1998.659752.
- [137] M. B. Read, J. H. Lang, A. H. Slocum und R. Martens. „Contact Resistance in Flat Thin Films“. In: *IEEE*, Sep. 2009, S. 303–309. DOI: 10.1109/HOLM.2009.5284385.
- [138] L. Chen, Z. J. Guo, N. Joshi, H. Eid, G. G. Adams und N. E. McGruer. „An improved SPM-based contact tester for the study of microcontacts“. In: *Journal of Micromechanics and Microengineering* 22.4 (2012), S. 045017. ISSN: 0960-1317. DOI: 10.1088/0960-1317/22/4/045017.
- [139] S. C. Bromley und B. J. Nelson. „Performance of microcontacts tested with a novel MEMS device“. In: *Proceedings of the Forty-Seventh IEEE Holm Conference on Electrical Contacts, 2001*. 2001, S. 122–127. DOI: 10.1109/HOLM.2001.953199.
- [140] T. N. Anderson. „Rectangular and Ridge Waveguide“. In: *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 4.4 (Okt. 1956), S. 201–209. ISSN: 0097-2002. DOI: 10.1109/TMTT.1956.1125063.
- [160] H. Nagata, T. Fujino, N. Mitsugi und M. Tamai. „Effect of substrate heating on elimination of pinholes in sputtering deposited SiO₂ films on LiNbO₃ single crystal substrates“. In: *Thin Solid Films* 335.1 (19. Nov. 1998), S. 117–121. ISSN: 0040-6090. DOI: 10.1016/S0040-6090(98)00967-5.
- [161] *Chromätzlösung, MicroChemicals GmbH*. URL: <http://www.microchemicals.com/de/produkte/aetzmischungen/chromaetzloesung.html> (besucht am 26.07.2016).
- [162] *Aluminiumätzlösung, MicroChemicals GmbH*. URL: <http://www.microchemicals.com/de/produkte/aetzmischungen/aluminiumaetzloesung.html> (besucht am 26.07.2016).

-
- [163] *Entwickler; MIC Developers, metal-ion containing, AZ 400K, AZ 351B, AZ 303, AZ Developer, MicroChemicals GmbH.* URL: http://www.microchemicals.com/de/produkte/entwickler/azr_400k_entwickler.html (besucht am 26.07.2016).

Eigene Veröffentlichungen

- [141] D. Laemmle, C. Weickhmann, R. Jakoby und H. F. Schlaak. „Proof of Concept for a WR - 2.2 MEMS Waveguide Switch“. In: *2016 41th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)*. Kopenhagen, Sep. 2016.
- [142] D. Lämmle und H. F. Schlaak. „Design von elektrostatischen Wanderkeilaktoren für THz-Hohlleiter-Schalter“. In: *MikroSystemTechnik Kongress 2015 Proceedings*. Karlsruhe: VDE Verlag, Nov. 2015, S. 314–317.
- [143] D. Lämmle, T. Winterstein, M. Schlosser und H. F. Schlaak. „Untersuchung der lokalen Schichthöhe und Schichtspannung von galvanisch abgeschiedenem Nickel für elektrostatische Mikroaktoren“. In: *Jahrbuch Oberflächentechnik*. Bd. 70. Eugen G. Leuze Verlag KG, 2014, S. 266–275. ISBN: 978-3-87480-285-7.
- [144] D. Lämmle, M. Schlosser und H. F. Schlaak. „Herstellung von robusten und kostengünstigen Nickel-Wanderkeilaktoren“. In: *MikroSystemTechnik Kongress 2013 Proceedings*. Aachen: VDE Verlag, Okt. 2013, S. 488–491.
- [145] F. Dornuf, R. Dörr, D. Laemmle, H. F. Schlaak und V. Krozer. „Sensor structure concepts for the analysis or local radiation exposure of biological samples at Terahertz and Millimeter Wave Frequencies“. In: *Photonic West 2016*. USA, San Francisco, 4. März 2016.
- [146] C. Nakic, J. Bieker, D. Lämmle, T. Winterstein, H. F. Schlaak, G. Schaumann und T. Abel. „Development of an electrothermal micro positioning platform for laser targets with two degrees of freedom“. In: *2016 International Conference on Manipulation, Automation and Robotics at Small Scales (MARSS)*. Juli 2016, S. 1–5. DOI: 10.1109/MARSS.2016.7561700.
- [147] C. Weickhmann, M. Jost, D. Laemmle und R. Jakoby. „Design and fabrication considerations for a 250 GHz liquid crystal phase shifter“. In: *2014 39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)*. Sep. 2014, S. 1–2.
- [148] J. Burger, D. Lämmle, F. v. Stetten, O. Stovesandt, M. J. Taussig und R. Zengerle. „A Hand-Held Device to Copy DNA to Protein Microarrays“. In: *Proceedings of 2011 International Conference on Microtechnologies in Medicine and Biology*. Lucerne, Switzerland, 2011.
- [149] S. J. Lukes, D. Lämmle und D. L. Dickensheets. „Surface micro-machined SU-8 2002 membrane mirrors for focus control“. In: *Proc. SPIE 7594, MOEMS and Miniaturized Systems IX*. Bd. 7594. 2010, 75940E–75940E–6. DOI: 10.1117/12.844292.
- [150] P. Waibel, D. Mader, D. Lammle, A. Seifert und H. Zappe. „Simulation and characterization of tunable achromatic micro-lenses“. In: *2008 IEEE/LEOS International Conference on Optical MEMs and Nanophotonics*. Aug. 2008, S. 94–95. DOI: 10.1109/OMEMS.2008.4607845.
- [151] D. Lämmle. „Micromechanically Switchable Waveguides“. International Traveling Summerschool on Microwaves and Lightwaves. Madrid, 5. Juli 2015.
- [152] D. Lämmle. „Grenzen bei mikrotechnischen elektrostatischen Wanderkeilaktoren“. Mikroaktorik Zukunftsworkshop des GMM FA4.4. Karlsruhe, 13. Okt. 2015.
- [153] D. Lämmle. *Design eines Achromaten auf Basis von fluidgefüllten Mehrkammerlinsen*. Bachelorarbeit. Universität Freiburg, IMTEK, 2008.
- [154] D. Lämmle. *Imaging of Immobilization Processes with imaging Reflectometric Interference Spectroscopy*. Masterarbeit. Universität Freiburg, IMTEK, 2011.

Betreute studentische Arbeiten

- [155] H. Dörsam, J. Zhutong, J. Rasch und M. Woitelle. *Waferbelichtung*. PEM II Bericht. Darmstadt: TU Darmstadt, Institut EMK, 2016.

-
- [156] B. Latsch. *Bipolare Anregung von elektrostatischen Wanderkeilaktoren mit integrierter Zustandserkennung*. Bachelorarbeit. Darmstadt: TU Darmstadt, Institut EMK, 2015.
 - [157] A. Asmus, R. Chadda, S. Islam, B. Latsch und N. D. Thanh. *Mikrotechnischer Temperatursensor*. PEM II Bericht. Darmstadt: TU Darmstadt, Institut EMK, 2014.
 - [158] G. Alavi. *Angle error reduction for TMR angle sensor*. Masterthesis. Darmstadt: TU Darmstadt, Institut EMK, 2013.
 - [159] A. Grosse, A. Hooge, F. Schiewer und A. Yamazaki. *Magnetisches Schalten von mikrostrukturierten Nickel-Wanderkeilen*. PEM II Bericht. Darmstadt: TU Darmstadt, Institut EMK, 2013.

Anhang

A Kleinwinkelnäherung für Krümmungsbestimmung

Die Berechnung der Balkenkrümmung wird in dieser Arbeit basierend auf der Kleinwinkelnäherung durchgeführt:

$$\cos(\varphi) = \frac{R-h}{R} \quad (\text{A.1})$$

$$\varphi = \frac{l}{R} \quad (\text{A.2})$$

$$\cos(\varphi) \approx 1 - \frac{\varphi^2}{2} = 1 - \frac{l^2}{2R^2} \quad (\text{A.3})$$

$$1 - \frac{l^2}{2R^2} = \frac{R-h}{R} \quad (\text{A.4})$$

$$R - \frac{l^2}{2R} = R - h \quad (\text{A.5})$$

$$\frac{l^2}{2R} = h \quad (\text{A.6})$$

$$(\text{A.7})$$

Ohne Näherung würde sich der folgende Zusammenhang ergeben. Jedoch kann aus diesem kein expliziter Ausdruck für den Krümmungsradius gefunden werden.

$$\cos(\varphi) = \frac{R-h}{R} \quad (\text{A.8})$$

$$R \cos(\varphi) = R - h \quad (\text{A.9})$$

$$h = R \cdot (1 - \cos(\varphi)) \quad (\text{A.10})$$

$$h = R \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{l}{R}\right)\right) \quad (\text{A.11})$$

$$(\text{A.12})$$

B Prozessoptimierung von Siliziumdioxid-Schichten

Aufgrund der hervorragenden dielektrischen Eigenschaften von Siliziumdioxid war es angedacht, gesputtertes Siliziumdioxid als Dielektrikum für Wanderkeilaktoren zu verwenden. Hierfür wurden mit der am Institut vorhandenen Sputteranlage Versuche durchgeführt. Das Ziel dieser Versuche war das finden von Prozessparametern für die Abscheidung von chemisch resistenten Schichten mit hohen Durchbruchfeldstärken und mit möglichst geringer Pinholedichte.

B.1 Herstellung der Proben

Als Proben werden Borofloat-Glaswafer gereinigt und mit 100 nm Chrom besputtert. Zur Kontaktierung dieser unteren Elektrode wird nun ein Streifen Kaptonband an einer Seite über den Wafer geklebt. Gleich danach wird der Wafer wieder in die Sputteranlage eingeladen. Nach mind. 6 h Wartezeit erfolgt die Beschichtung mit SiO_2 . Es werden ca. 400 nm abgeschieden. Daraufhin wird ein Gitterblech (nicht magnetisch) als Schattenmaske auf den Wafer gelegt. Der Wafer wird wieder in die Sputteranlage eingeladen und mit ca. 200 nm Kupfer besputtert. So ergibt sich ein Wafer mit mehreren klar abgegrenzten Kondensatoranordnungen, an denen die elektrischen Eigenschaften gemessen werden können.

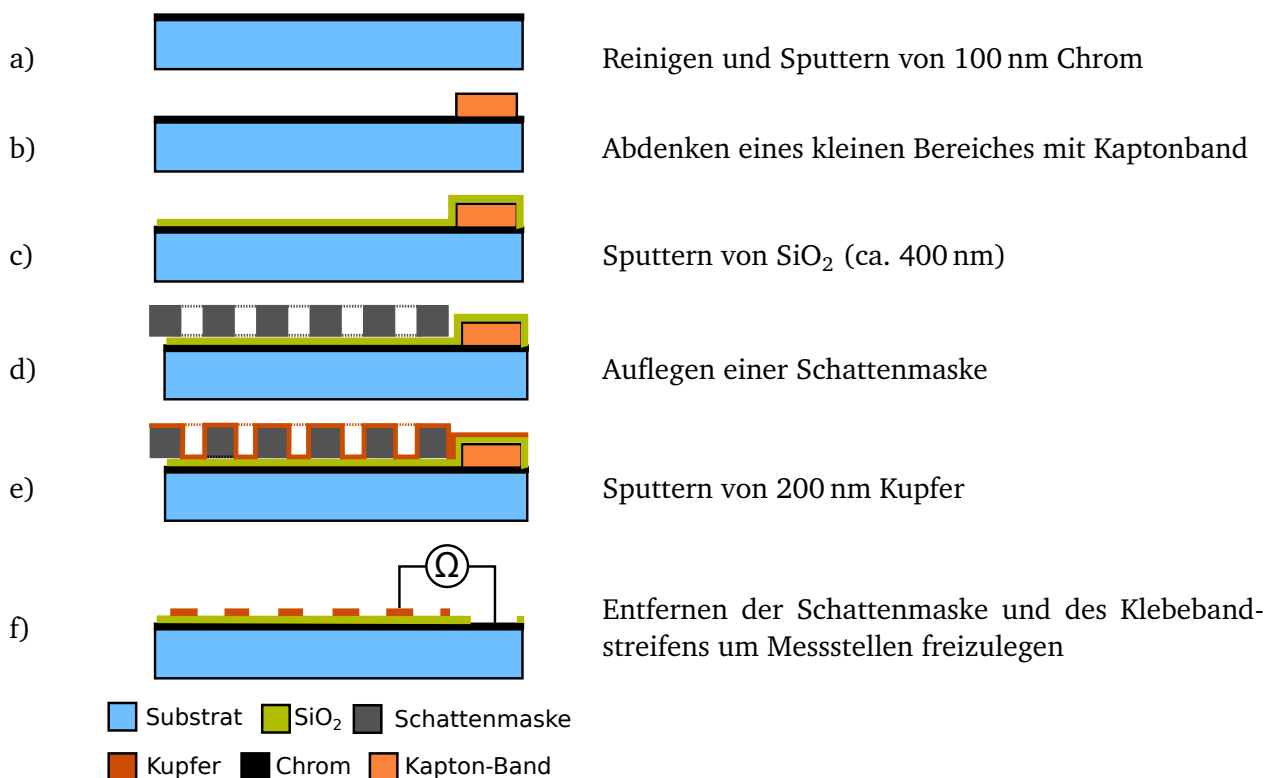


Abbildung B.1: Prozessablauf zur Herstellung von Proben für die Charakterisierung von SiO_2 .

B.2 Der Sputterprozess

Bei jedem Sputterprozess müssen mehrere Schritte durchgeführt werden. Zuerst wird ein Wafer in eine Vakuumkammer eingeladen. Damit der Sputterprozess nicht durch ausgasende Verunreinigungen beeinträchtigt wird, folgt darauf das Ausgasen. Dazu wird der Wafer für mehrere Stunden in der Vakuumkammer gelassen. Der Sputterprozess selbst beginnt mit einem Vorsputtern auf eine Blende, um mögliche Verunreinigungen auf dem Target zu entfernen. Daraufhin wird die Blende geöffnet und der Wafer besputtert. Das Ausladen des Wafers ist unkritisch und kann direkt nach dem Sputtern erfolgen. Die verwendete Sputteranlage der Firma Alcatel hat in ihrer Kammer Platz für 4 Targets und 4 Substrate. Diese können durch Rotation der Aufnahme für die Wafer so zueinander ausgerichtet werden, dass jeder Wafer von jedem Target besputtert werden kann. So können 4 Wafer direkt nacheinander, ohne einen langwierigen Ausgasprozess besputtert werden. Um den thermischen Eintrag auf einen Wafer zu minimieren können die einzelnen Wafer auch in Teilschritten besputtert werden, so dass z.B. Wafer 1 zuerst zur Hälfte besputtert wird, darauf Wafer 2 - 4 zur Hälfte besputtert werden und daraufhin alle mit der zweiten Hälfte besputtert werden.

B.3 Die Charakterisierung

Um die verschiedenen Proben grob miteinander zu vergleichen, wird ein einfacher Prozess entworfen. Eine IR-Spektroskopie wird nicht durchgeführt, da diese nicht zur Verfügung steht. Es konnten jedoch einzelne Proben bei der FG Oberflächenforschung der TU Darmstadt untersucht werden. Hierbei konnten aber keine Abweichung vom idealen stöchiometrischen Verhältnis festgestellt werden. Zum Vergleich aller Proben werden folgende Versuche durchgeführt:

1. Messung des Widerstands an den einzelnen Pads mit 95 mm^2 Fläche. Als Vergleichskriterium für die Pinholedichte wird der prozentuale Anteil an Pads mit einem Widerstand $> 100 \text{ k}\Omega$ ausgewertet.
2. Entfernung der Kupferschicht mit Kupfer-Ätze.
3. Untersuchung der Beständigkeit in Chrome-Etch No-1, ätzen für 15 min bei Raumtemperatur. Untersucht wird, ob ein großflächiger Schichtabtrag erfolgt ist und in wie weit die Chromschicht unter dem Isolator entfernt wurde.
4. Untersuchung der Beständigkeit im Entwickler AZ-400K, ätzen für 6 Stunden bei Raumtemperatur.

B.4 Parametervariation

Die Qualität des gesputterten SiO_2 hängt von vielen Parametern ab. Die einzelnen Parameter sind zusammen mit einigen Abhängigkeiten in Abb. B.2 dargestellt. Die Grafik soll zeigen, dass es sehr viele Parameter gibt, die sich vor allem auch gegenseitig beeinflussen. Aufgrund dieser hohen Zahl an Einflussparametern ist eine gezielte Versuchsplanung sehr aufwändig, weshalb für ein erstes Screening basierend auf Literaturwerten und Erkenntnissen aus den vorhergegangenen Versuchen Parameter sequentiell variiert wurden.

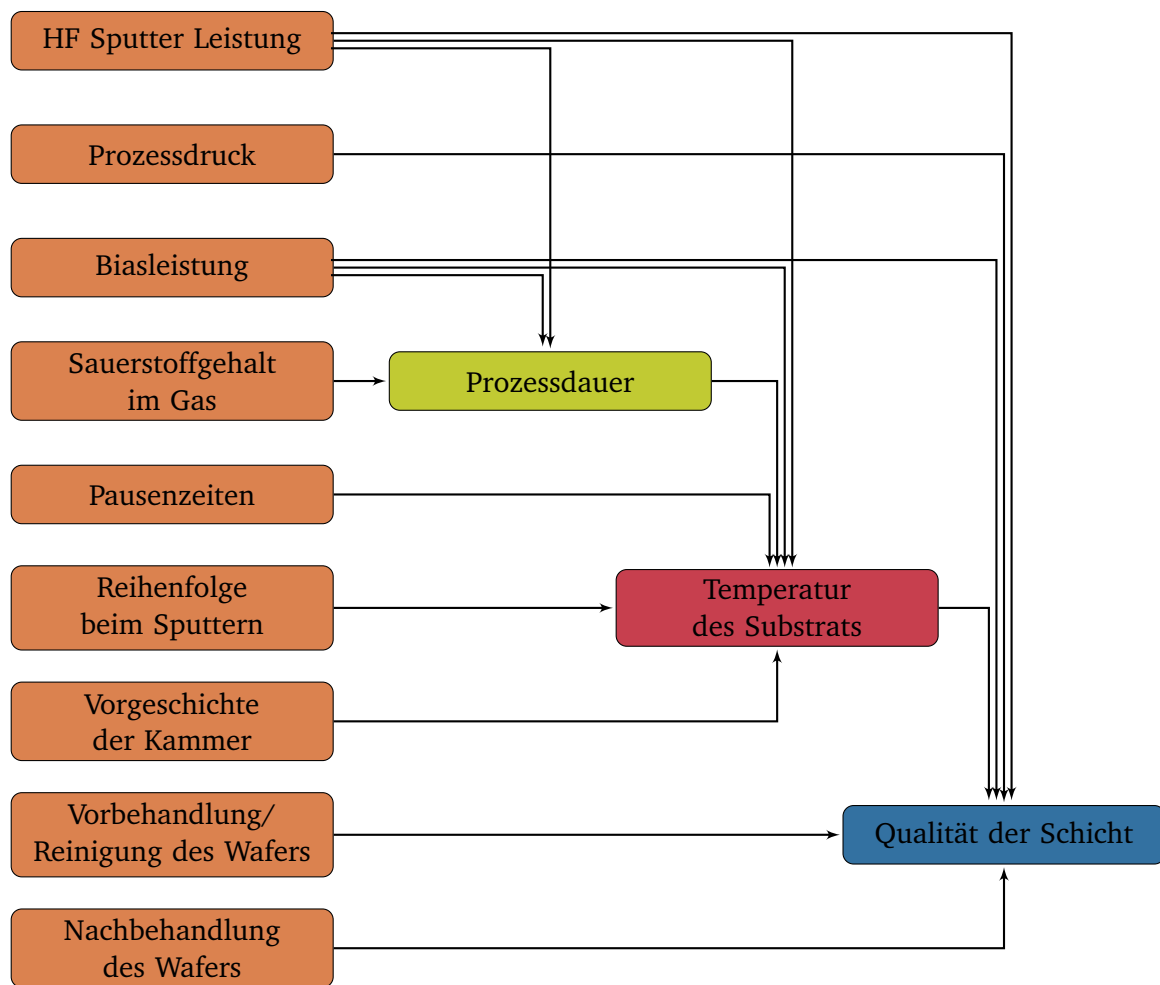


Abbildung B.2: Darstellung der Einflussparameter beim Sputtern von Siliziumdioxid mit der vorhandenen Sputteranlage.

B.5 Erkenntnisse

Leider konnten trotz ausführlicher Versuche keine reproduzierbaren Ergebnisse erzeugt werden. Dies könnte eventuell an einer Beschädigung des Targets liegen, vielleicht sind es aber auch nur geringfügige Änderungen in der Prozessführung, die das Ergebnis so stark beeinflussen, dass eine Kontrolle nicht möglich ist. Trotzdem ergaben sich folgende Erkenntnisse:

- Für resistente Schichten muss nach dem Beschichten des SiO_2 mit Kupfer mind. 24 h gewartet werden, bevor eine Beschichtung mit Kupfer durchgeführt werden kann. Diese Erkenntnis ergab sich aus der Tatsache, dass sich beim Beständigkeitstest mit Chrome-Etch No-1 die Form der Schattenmaske in das SiO_2 übertrug.
- Eine zu hohe Temperatur scheint sich negativ auf die Schicht auszuwirken. Diese Erkenntnis basiert auf der Tatsache, dass Schichten auf Wafern, welche über längere Zeit am Stück beschichtet wurden, porös und leicht zu entfernen sind.
- Auch ein nachfolgender Heizschritt mit Temperaturen bis 400°C scheint keine Vorteile zu bringen, auch wenn dies in der Literatur als hilfreich dargestellt wird (z.B. [160]). Vielleicht hängt dies mit dem verwendeten Substrat zusammen.

-
- Die Verwendung von 2 - 3 % O₂ scheint einen positiven Effekt auf die Schichtqualität zu haben.



C Wanderkeile auf thermischem Oxid

C.1 Prozessprotokoll

Änderungsdatum 11.9.2015	Bearbeiter DL	Version 3
--------------------------	---------------	-----------

Nickel Wanderkeilaktoren auf thermischem Oxid

Anmerkungen: Prozessprotokoll basierend auf den funktionsfähigen Aktoren aus Wafer DL-SW-WR22-V2B-27. Substrat: therm. Oxid Si Wafer, 0. Galvanik Nickel, Opferschicht Kupfer - Strukturierte Haftschrift

Wafer	Silizium + thermisches Oxid, 400 µm Bor-Dotiert
-------	---

Reinigung				
Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Keine			Nicht notwendig, da sehr sauber

Aufdampfen - Vorderseite				
Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Wafer einladen			
<input type="checkbox"/> _____	Glimmen und Heizen			
<input type="checkbox"/> _____	Chrom	Dicke	20 nm	
<input type="checkbox"/> _____	Nickel	Dicke	200 nm	

Photolack AZ 9260 7µm - Vorderseite (siehe Anleitung)				
Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	TI-Prime	Notwendig	Ja	
<input type="checkbox"/> _____	Belacken			
<input type="checkbox"/> _____	Softbake			

ohne Belichten und ohne Entwickeln - nur als Schutzschicht!

Rückseitig kleine Bereiche abkleben				
Durchgeführt?				
<input type="checkbox"/> _____	Am Rand mit Kaptonband kleines Gitter abkleben um Kontaktierung später prüfen zu können			

Oxid Ätzen - Rückseite				
Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Dumprinse			
<input type="checkbox"/> _____	Flüssssäure ätzen	Konzentration	3%	
		Ätzzeit	30 min	fertig, wenn Wasser ordentlich abperlt - Kontrolle mit Multimeter
<input type="checkbox"/> _____	Dumprinse			
<input type="checkbox"/> _____	Stickstoff			

Möglichst keine Pause zwischen Ätzen und Aufdampfen!

Prozessprotokoll DL-SW-WR22V2B therm Oxid

Aufdampfen Rückseite				
Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Wafer einladen			
<input type="checkbox"/> _____	Glimmen und Heizen			
<input type="checkbox"/> _____	Chrom	Dicke	20 nm	
<input type="checkbox"/> _____	Gold	Dicke	150 nm	
<input type="checkbox"/> _____	Klebeband entfernen			
<input type="checkbox"/> _____	Widerstand messen	Ohm		

Strippen von AZ-Lack - sehr hartnäckig				
Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Ultraschall - AZ REM	Zeit	10 min	
		Temp	RT	
<input type="checkbox"/> _____	ohne US - AZ REM	Zeit	10 min	
<input type="checkbox"/> _____	Dumprinse			
<input type="checkbox"/> _____	Stickstoff			
<input type="checkbox"/> _____	Ultraschall Aceton	Zeit	2 min	
<input type="checkbox"/> _____	Aceton Flasche			
<input type="checkbox"/> _____	Isopropanol Flasche			
<input type="checkbox"/> _____	Stickstoff			

Photolack AZ 9260 7µm (siehe Anleitung)				
Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Belacken			
<input type="checkbox"/> _____	Softbake			
<input type="checkbox"/> _____	Belichten	Zeit + Dosis		
		Maske	WR22V2BRev2_Metall (3)	
<input type="checkbox"/> _____	Entwickeln			
Photolack Entwickeln und Galvanik Nass in Nass!				
Galvanik Nickel 0 - Aufdicken der Startschicht				
Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Aktivieren mit Nickel-Beize	Material	Salzsäure (32%) 80g/l + NaCl 50g/l	
		Zeit in s	15	
<input type="checkbox"/> _____	Galvanik	Schichtdicke in µm	3	
		Stromdichte (in mA/cm ²)	15	

Prozessprotokoll DL-SW-WR22V2B therm Oxid

		Zeit (s)	450	
		Fläche (cm ²)	37	
		Strom - Mittel (A)	0.55	
		Pulseverh.	90 ms/ 10 ms	
		Pulsehöhe (A)	0.6	
		Temperatur	45 C	
		Durchfluss	7 l/min	
		Anod. Geschw.	50%	
<input type="checkbox"/> _____	Reinigung H2O		Becken bei Galvanik + Abspritzen	
<input type="checkbox"/> _____	Stickstoff			

Strippen von AZ-Lack - AZ-REM

Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Ultraschall	Zeit	2 min	
		Temp	RT	
<input type="checkbox"/> _____	ohne US	Zeit	2 min	
<input type="checkbox"/> _____	Dumprinse			
<input type="checkbox"/> _____	Stickstoff			

Nickel-Chrom Ätzen

Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Plasmadip	Gerät	Parallelplattenreaktor	
		Programm	1 min O2	
<input type="checkbox"/> _____	Nickelätzen			
	Ätzen	Material	Nickelätzlösung	Alle 3 Schritte so oft (2 - 4x) wiederholen, bis Nickel abgeätzt ist.
		Zeit (s)	30	
	Spülen	Material	H2O	
		Zeit (min)	5	
	Trocknen	Gerät	Stickstoffpistole	
<input type="checkbox"/> _____	Chromätzen	Material	Chrome-Etch No.1	
		Zeit	ca. 30s	
<input type="checkbox"/> _____	Dumprinse			
<input type="checkbox"/> _____	Stickstoff			

Sputtern Opferschicht

Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Sputterätzen	Zeit	mind. 30 s	
<input type="checkbox"/> _____	Kupfer	Dicke	50 nm	

Photolack AZ 9260 7µm - Öffnungen Opferschicht

Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Belacken			

Prozessprotokoll DL-SW-WR22V2B therm Oxid

<input type="checkbox"/> _____	Softbake			
<input type="checkbox"/> _____	Belichten	Zeit + Dosis		
		Maske	WR22V2BRev2_Anker(4)	
<input type="checkbox"/> _____	Entwickeln			

Ätzen Öffnung Opferschicht				
Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Kupfer ätzen	Medium	150 g Natriumpersulfat, 1l Wasser	
		Zeit	ca 10 s	
<input type="checkbox"/> _____	Dumprinse			

Photolack AZ 9260 7µm - für 1. Galvanik				
Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Belichten	Zeit + Dosis		Kein neuer Lack!
		Maske	WR22V2BRev2_Bieger_Unten(5)	
<input type="checkbox"/> _____	Aktivieren mit Nickelbeize	Material	Salzsäure (32%) 80g/l + NaCl 50g/l	
		Zeit (s)	10	
<input type="checkbox"/> _____	Spülen	Material	H2O sehr gründlich	eventuell überbleibende Säure kann Entwicklerlösung neutralisieren!
<input type="checkbox"/> _____	Dumprinse			
<input type="checkbox"/> _____	Entwickeln			
Photolack Entwickeln und Galvanik Nass in Nass!				

Galvanik Nickel 1- Bieger unten				
Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Aktivieren mit Kupferbeize	Material	Schwefelsäure 10%	
		Zeit (s)	10	
<input type="checkbox"/> _____	Spülen	Material	H2O	
<input type="checkbox"/> _____	Galvanik	Schichtdicke in µm	3.9 - 4.9	
		Stromdichte (in mA/cm^2)	20	
		Zeit (min:ss)	08:20	
		Fläche (cm^2)		
		Strom - Mittel (A)	0.073	
		Pulseverh.	90 ms/ 10 ms	
		Pulsehöhe (A)	0.081	
		Temperatur	45 C	
		Durchfluss	7 l/min	
		Anod. Geschw.	50%	

Prozessprotokoll DL-SW-WR22V2B therm Oxid

<input type="checkbox"/> _____	Reinigung H2O		Becken bei Galvanik + Abspritzen	
<input type="checkbox"/> _____	Stickstoff			

Strippen von AZ-Lack - Aceton + Isopropanol

Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Aceton		Spritzflasche	AZ-REM greift das Kupfer an - deswegen mit Lösemitteln
<input type="checkbox"/> _____	Isopropanol		Spritzflasche	
<input type="checkbox"/> _____	Dumprinse			
<input type="checkbox"/> _____	Stickstoff			

Photolack AZ 9260 7µm - 2. Galvanik

Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Belacken			
<input type="checkbox"/> _____	Softbake			
<input type="checkbox"/> _____	Belichten	Zeit + Dosis		
		Maske	WR22V2BRev2_Bieger_Oben(6)	
<input type="checkbox"/> _____	Entwickeln			

Photolack Entwickeln und Galvanik Nass in Nass!

Galvanik Nickel 2- Vorgespannte Schicht

Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Aktivieren mit Nickel- Beize	Material	Salzsäure (32%) 80g/l + NaCl 50g/l	
		Zeit	10 s	
<input type="checkbox"/> _____	Galvanik	Schichtdicke in µm	1.7 - 2.7	
		Stromdichte (in mA/cm^2)		
		Zeit (s)	30	
		Fläche (cm^2)		
		Strom - Mittel (A)	0.5	
		Pulseverh.	90 ms/ 10 ms	
		Pulsehöhe (A)	0.55	
		Temperatur	45 C	
		Durchfluss	7 l/min	
		Anod. Geschw.	50%	
<input type="checkbox"/> _____	Reinigung H2O		Becken bei Galvanik + Abspritzen	
<input type="checkbox"/> _____	Stickstoff			

Prozessprotokoll DL-SW-WR22V2B therm Oxid

Chips sägen				
Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/>	Sägen	Schnittbreite	300 µm	Prog. für Silizium, Säge des Instituts IMP
		Schrittweite X	7,3 mm	
		Schrittweite Y	15,3 mm	
		Tiefe		
		Vorschubgeschw.		

Strippen von AZ-Lack - Aceton + Isopropanol				
Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/>	Aceton		Spritzflasche	AZ-REM greift das Kupfer an - deswegen mit Lösemitteln
<input type="checkbox"/>	Isopropanol		Spritzflasche	
<input type="checkbox"/>	Dumprinse			
<input type="checkbox"/>	Stickstoff			

Schichtdickenmessung Dektak				
Durchgeführt?	Position	Galvanik 0	Galvanik 1	Galvanik 2
<input type="checkbox"/>	a11			
	a12			
	a13			
	a14			
<input type="checkbox"/>				

Bemerkungen				

Freistellen - Kupfer ätzen				
Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/>	Kupfer ätzen	Medium	150 g Natriumpersulfat, 1l Wasser	Ab hier, nur noch durch eintauchen reinigen, kein Ultraschall und keine Spritzen!
		Zeit	ca 10 min	
<input type="checkbox"/>	Reinigen	H2O Glasschale		

Prozessprotokoll DL-SW-WR22V2B therm Oxid

<input type="checkbox"/> _____	Dummysstrukturen entfernen	mit Pinzette aus Glasschale		
<input type="checkbox"/> _____	Reinigen	H2O Glasschale	Schritt 2 mal um alles gut zu entfernen	
<input type="checkbox"/> _____	Trocknen im Ofen	Temp	50 C	
		Zeit		bis trocken

Bemerkungen				

Vergolden				
Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Aktivieren	Medium	10% HCl	
		Zeit	20 - 30 s	
<input type="checkbox"/> _____	Reinigen	Medium	H2O in Glasschale	
<input type="checkbox"/> _____	Reinigen	Medium	H2O in Glasschale	
<input type="checkbox"/> _____	Vergolden	Medium	Goldelektrolyt	
		Temp	65-75C	
		Zeit	12 min	
<input type="checkbox"/> _____	Reinigen	Medium	H2O in Glasschale	
<input type="checkbox"/> _____	Reinigen	Medium	H2O in Glasschale	
<input type="checkbox"/> _____	Trocknen im Ofen	Temp	50 C	
		Zeit		bis trocken

Anhang: Rezept AZ 9260 - 7µm				
Durchgeführt?	Schritt	Parameter	Wert	Kommentar
<input type="checkbox"/> _____	Vorbehandlung	Ti-Prime nur wenn notwendig (Ätzen von SiO2)	siehe Ti-Prime	
	Lack aufbringen	Menge	1x Glaspipette voll	Spin-Coater: LabSpin 6
		Art	mittig auf den Wafer im ruhenden Zustand	
	Schleudern	Programm	Ti-Prime/Omnicoat	Schleuderkurve:
		Schritt 1	5s 500RPM 200 RPM/s	

Prozessprotokoll DL-SW-WR22V2B therm Oxid

		Schritt 2	50s 3000 RPM 300 RPM/s	
[] _____	Softbake	Hotplate	HP -Türe mit Messingscheibe	
		Zeit	2 min	
		Temperatur	120 C	
[] _____	Coating	AZ9260		
	Lack aufbringen	Menge	4 - 7 mm aus Kartusche	Spin-Coater: LabSpin 6, Menge je nach Oberfläche des Wafers
		Art	mittig auf den Wafer im ruhenden Zustand	
	Schleudern	Programm	AZ 9260 7µm	Schleuderkurve:
		Schritt 1	8s 700 RPM 700 RPM/s	
		Schritt 2	50s 3500 RPM 2000 RPM/s	
		Schritt 3	1000 RPM/s	
[] _____	Softbake	Hotplate	HP -Türe mit Messingscheibe	
		Zeit	2 min	
		Temperatur	115 C	
[] _____	Rehydrieren	Zeit	mind 10 min	auf Coolplate oder im Behälter
[] _____	Belichten	Gerät	MA56 M	
		Filter	ghi-Linie	
		Dosis	20 W/cm ² (ca. 40s)	
[] _____	Entwickeln	Behältnis	Glasschale, 1cm hoch befüllt	Entweder von Hand schwenken oder auf Wippschüttler stellen
		Entwickler	AZ-400K 3.5 :1 in Wasser	5 min
		Zeit	ca. 2 min	auf Sicht bis durchentwickelt!
		alt. Entwickler	AZ-DEV 1:1 in Wasser	bei Vorhandensein von Aluminium!
		Zeit	ca. 5 min	
[] _____	Reinigen	Dumprinse		
[] _____	Stickstoff			

C.2 Masken

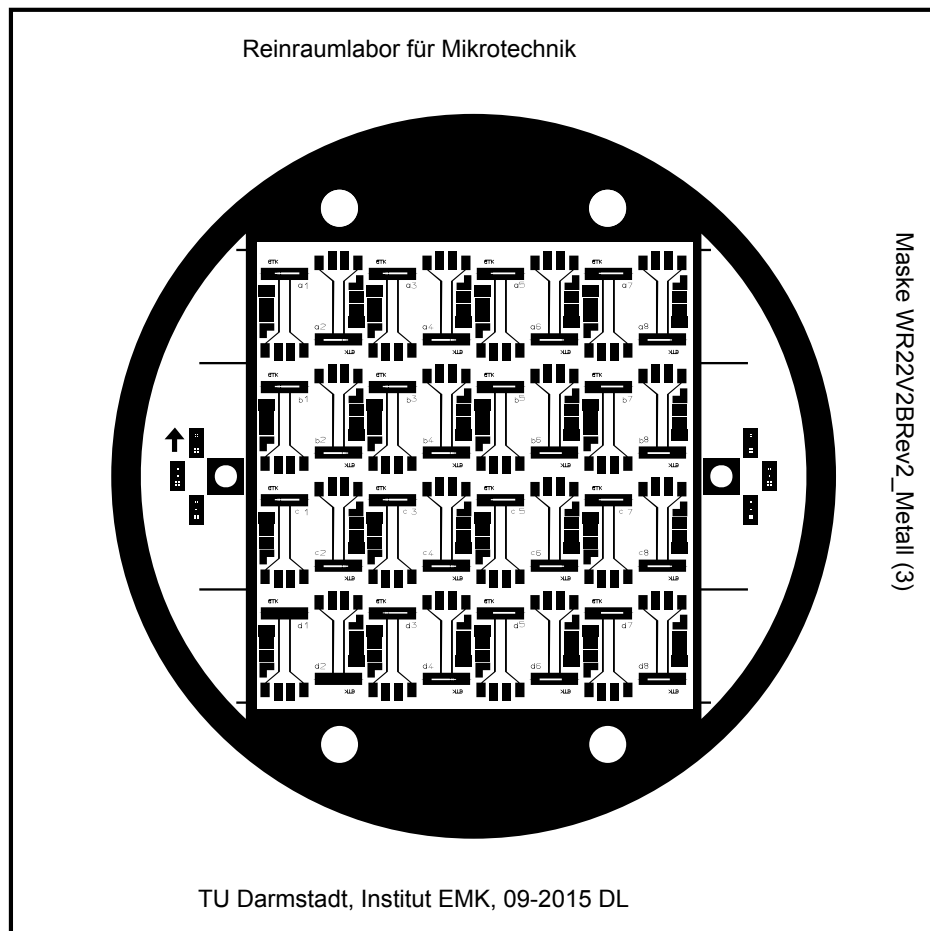


Abbildung C.1: Maske zur Strukturierung der unteren Metallschicht.

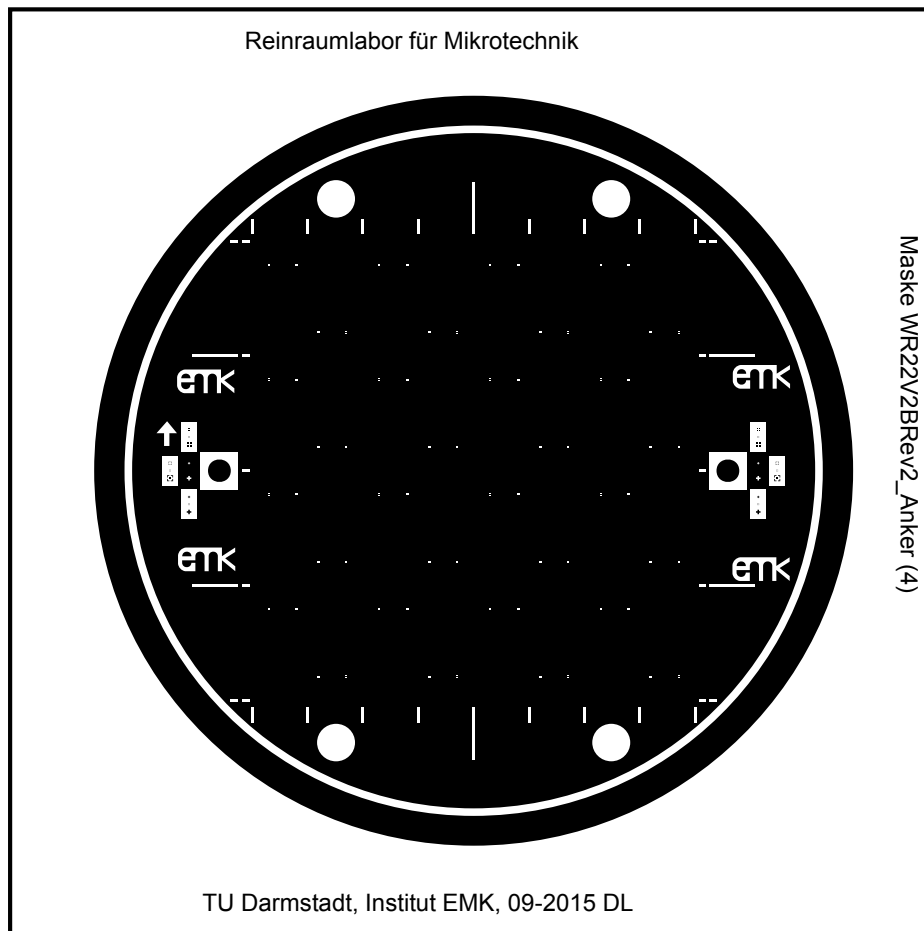


Abbildung C.2: Maske zur Öffnung der Opferschicht, als Verankerung.

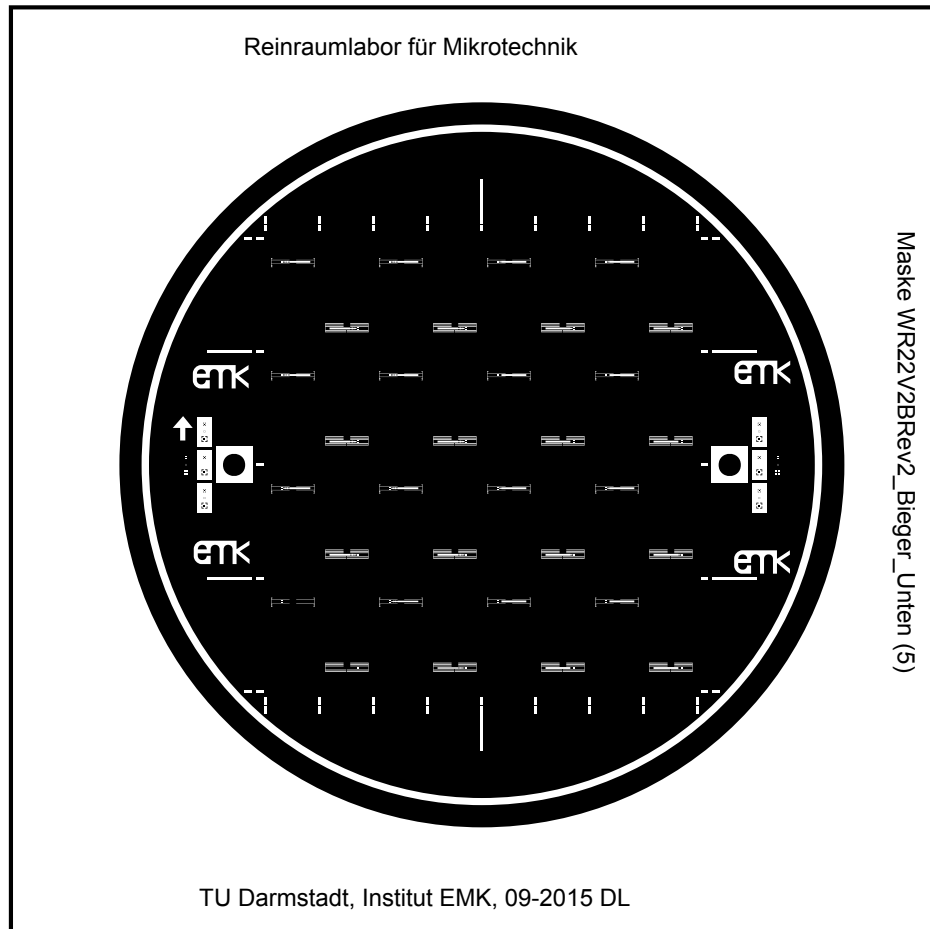


Abbildung C.3: Maske zur für die erste Galvanikschicht.

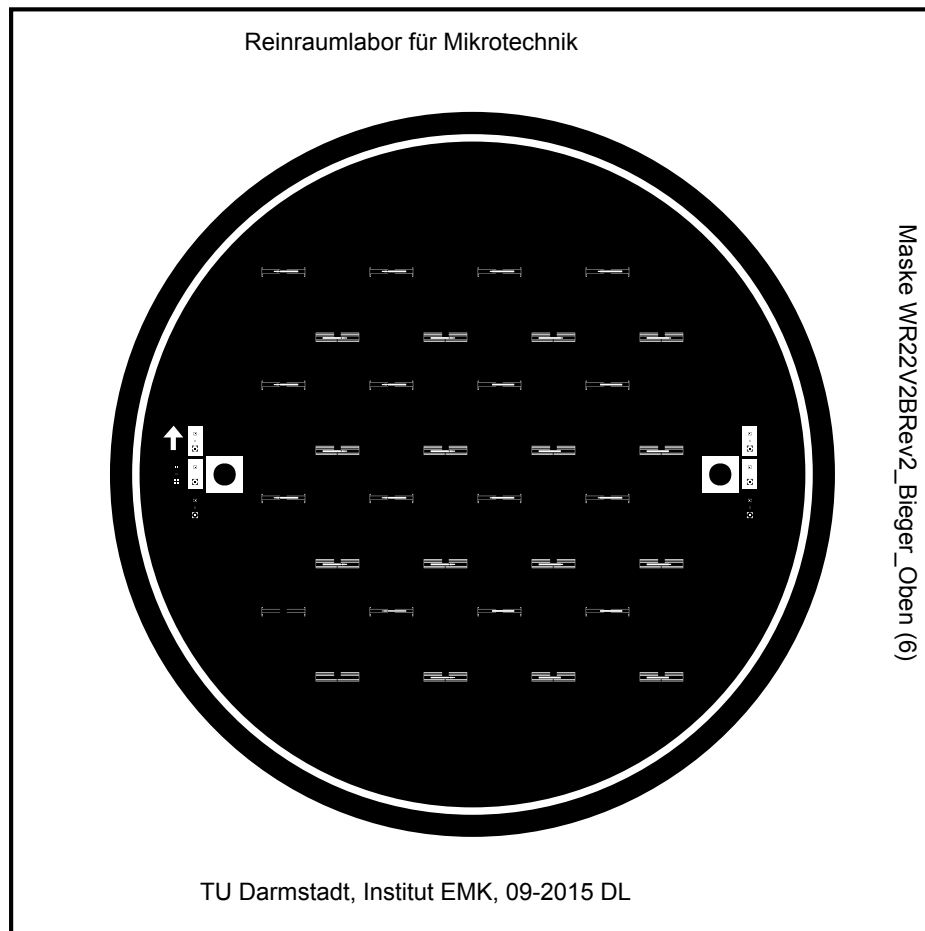


Abbildung C.4: Maske zur für die zweite Galvanikschicht.

D Ätzmedien

Ätzmedien, die in dieser Arbeit verwendet wurden:

Material	Zusammensetzung/Anmerkung
Chrome-Etch No-1	kommerzielles Produkt [161]
alt. Chromätzlösung	NaOH 10 g $\text{K}_3\text{Fe}(\text{CN})_6$ 20 g H_2O 100 ml
alt. Alu-Ätzlösung	NaOH 1 g $\text{K}_3\text{Fe}(\text{CN})_6$ 10 g H_2O 100 ml
Aluminium Ätzlösung	kommerzielles Produkt [162]
Kupfer Ätzlösung	$\text{Na}_2\text{S}_2\text{O}_8$ 150 g H_2O 100 ml
Nickel Ätzlösung	HNO_3 62 % 30 ml H_3PO_4 85 % 30 ml CH_3COOH 100 % 10 ml H_2O 10 ml
AZ-400K	kommerzielles Produkt [163] 3,5 Teile Wasser, 1 Teil Entwicklerkonzentrat
AZ-DEV	kommerzielles Produkt [163] 1 Teil Wasser, 1 Teil Entwicklerkonzentrat

E Numerische Berechnung der Pull-In-Spannung

Numerische Berechnung von elektrostatischen Wanderkeilaktoren

Funktion zur bestimmung der Pull-In-Spannung UPI:

```
(*mit:
  t - Balkendicke,
  R - Krümmungsradius,
  b - Balkenbreite,
  d0 - Anfangsluftspalt ( $d_{\text{Luft}} + d_{\text{Dielektrikum}}/\epsilon_R$ ),
  l - Balkenlänge,
  EBalken - E-Modul des Balkens,
  x - Längenkoordinate (von 0 bis 1),
  IB0 - Flächenträgheitsmoment des Balkens,
  w00 - Biegelinie durch Balkenkrümmung,
  f00 - elektrostatische Kraft, welche auf w00 wirkt,
  i - Zähler einer Whileschleife,
  inc - Inkrement zur Spannungserhöhung,
  U - el. Spannung
  Im Gegensatz zum in der Arbeit beschriebenen Ablaufdiagramm
  werden in dieser Funktion zwei While-Schleifen so verschachtelt,
  dass die Bestimmung der Pull-In-Spannung zuerst in groben
  Schritten und dann immer feiner bestimmt werden kann,
  um die Anzahl der Berechnungen klein und die Anzahl
  der Nachkommastellen groß zu halten.
*)
```

```

UPI[R_, t_, b_, d0_, l_, EBalken_] :=
(U = 10;
  IB0 = b * t^3 / 12;
  w00[x_] := x^2 / (2 R);
  f00[x_] := 1 / 2 * ε0 * b * U^2 / (w00[x] + d0)^2;
  i = 1;
  inc = 10;
  While[i > -3,
    U = U - inc;
    inc = 10^i;
    i = i - 1;
    Error = 0;
    While[Error == 0 && U < 3000, U = U + inc;
      Clear [dresN];
      f00[x_] := 1 / 2 * ε0 * b * U^2 / (w00[x] + d0)^2;
      No = 0;
      While[Error == 0 && No < 10, No++;
        Check[dresN = First[d /. NDSolve[{EBalken * IB0 * d''''[x] == (-f00[x]),
          d[0] == 0, d'[0] == 0, d''[1] == 0, d'''[1] == 0}, d, {x, 0, 1}]],
          Error = 1];
        f00[x_] := 1 / 2 * ε0 * b * U^2 / (w00[x] + dresN[x] + d0)^2
      ]];
    Return [U])

```

Einheiten und Konstanten:

```

Meg = 1 * 10^6;
G = 1 * 10^9;
μ = 1 * 10^-6;
m = 1 * 10^-3;
n = 1 * 10^-9;
ε0 = 8.854 * 10^-12;

```

Numerische Berechnung der Aktoren des Wafers V2B-27

```
Ua0 = Quiet[UPI[6.8 m, 9.7 μ, 250 μ, (50 + 500 / 3.9) n, 3.3 m, 180 G]] // N
```

Out[17]= 81.19

```
In[18]:= Ua1 = Quiet[UPI[6.8 m, 7.9 μ, 250 μ, (50 + 500 / 3.9) n, 3.3 m, 180 G]] // N
```

Out[18]= 59.68

```
In[19]:= Ua2 = Quiet[UPI[8 m, 6.9 μ, 250 μ, (50 + 500 / 3.9) n, 3.3 m, 180 G]] // N
```

Out[19]= 41.41

```
In[20]:= Ua3 = Quiet[UPI[11.2 m, 6 μ, 250 μ, (50 + 500 / 3.9) n, 3.3 m, 180 G]] // N
```

Out[20]= 23.99

F Kenndaten der zur Modellverifikation verwendeten Aktoren

Kenndaten von Aktoren, die als Grundlage zum Vergleich der unterschiedlichen analytischen Modelle dienen

Paper:	[101]	[101]	[101]	[101]	[101]	[99]
E in Pa	1.55E+11	1.55E+11	1.55E+11	1.55E+11	1.55E+11	1.50E+11
d_{Akt} in m	2.10E-06	2.10E-06	2.10E-06	2.10E-06	2.10E-06	1.80E-06
l in m	1.00E-04	2.00E-04	3.00E-04	4.00E-04	5.00E-04	5.00E-04
b in m	4.00E-05	4.00E-05	4.00E-05	4.00E-05	4.00E-05	5.00E-06
w_{Max} in m	1.25E-07	5.00E-07	1.13E-06	2.00E-06	3.13E-06	3.00E-05
R in m	4.00E-02	4.00E-02	4.00E-02	4.00E-02	4.00E-02	4.18E-03
ϵ_R	1.2 ²⁾	1.2 ²⁾	1.2 ²⁾	1.2 ²⁾	1.2 ²⁾	1
d_{diel} in m	2.40E-06	2.40E-06	2.40E-06	2.40E-06	2.40E-06	0.00E+00
d_{Luft} in m	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	3.30E-06
U_{PI} - gemessen	74	22	12	9	7	40
Anmerkungen	Zusammengefasste Werte entnommen aus: [95]					Daten aus Table II 2nd Order Polynomial + Fig 11
Paper:	[98]	[98]	[98]	[33]	[100]	
E in Pa	7.40E+10	7.40E+10	7.40E+10	1.70E+11	8.00E+10	
d_{Akt} in m	1.32E-06	1.32E-06	1.32E-06	1.00E-05	2.40E-06	
l in m	6.00E-04	5.00E-04	4.00E-04	1.30E-03	8.57E-04	
b in m	5.00E-05	5.00E-05	5.00E-05	1.00E-03	6.50E-04	
w_{Max} in m	4.13E-05	3.43E-05	2.88E-05	1.40E-05	2.06E-04	
R in m	4.36E-03	3.64E-03	2.78E-03	6.04E-02	1.89E-03	
ϵ_R	1 ¹⁾	1 ¹⁾	1 ¹⁾	1 ¹⁾	3.5	
d_{diel} in m	0.00E+00	0.00E+00	0.00E+00	5.00E-08	1.60E-06	
d_{Luft} in m	1.63E-06	1.63E-06	1.63E-06	5.00E-07	1.50E-06	
U_{PI} - gemessen	20.25	15.63	13.38	15	70	
Anmerkungen	Kein Dielektrikum vorhanden			Werte aus Tab. 1 und Fig. 5.	Daten für Full-Hinged Square Aktor	

1): ϵ_R , d_{diel} und d_{Luft} wurden verrechnet

2): ϵ_R und d_{diel} wurden verrechnet

G Ideale Aktorgeometrie bei Spannungslimitierung

Wird der elektrostatische Aktor durch seine Pull-In-Spannung limitiert, lässt sich durch eine Extremwertberechnung die maximale Kraft in Abhängigkeit von Krümmungsradius und Balkendicke bestimmen. Als Ausgangspunkt für die Berechnung dienen die Gleichung für die Pull-In-Spannung (Gleichung 5.22) und die Gleichung für die Kraft an der Einspannung (Gleichung 5.4). Beide Gleichungen können verknüpft werden, indem eine Gleichung nach einer Größe aufgelöst wird, die in der anderen Gleichung vorhanden ist. Hier gewählt wird die Dicke d des gekrümmten Balkens, nach der Gleichung 5.22 umgeformt wird:

$$d_{\text{Akt}}^3 = \frac{12 \cdot U_{\text{Pull-In}}^2 \cdot \epsilon_0 \cdot R^2}{\left(d_{\text{Luft}} + \frac{d_{\text{diel}}}{\epsilon_R}\right) \cdot E} \quad (\text{G.1})$$

In Kombination mit Gleichung 5.4 ergibt sich nun folgender Zusammenhang:

$$F(w_{\text{max}}) = \left(\frac{R}{2l} - \frac{w_{\text{max}} \cdot R^2}{l^3}\right) \cdot 3 \cdot b \cdot \frac{U_{\text{Pull-In}}^2 \epsilon_0}{\left(d_{\text{Luft}} + \frac{d_{\text{diel}}}{\epsilon_R}\right)} \quad (\text{G.2})$$

Es ist zu erkennen, dass die Kontaktkraft jetzt unabhängig von der Dicke und der Steifigkeit des Materials ist. Des Weiteren lässt die Gleichung schließen, dass der Krümmungsradius R abhängig von l und w_{max} zu wählen sind, um die maximale Kontaktkräfte unabhängig von den anderen Parametern zu erhalten. Der Zusammenhang kann exakt über eine Extremwertbetrachtung durch Differenzierung bestimmt werden.

$$\frac{\partial F}{\partial R} = \left(\frac{1}{2l} - \frac{2w_{\text{max}}R}{l^3}\right) \frac{3 \cdot b \cdot U_{\text{Pull-In}}^2 \epsilon_0}{\left(d_{\text{Luft}} + \frac{d_{\text{diel}}}{\epsilon_R}\right)} = 0 \quad (\text{G.3})$$

Eine Lösung für $\frac{dF}{dR} = 0$ existiert mit:

$$R = \frac{l^2}{4 \cdot w_{\text{max}}} \quad (\text{G.4})$$

Dass es sich hierbei um einen Hochpunkt handelt, ergibt sich aus der zweiten Ableitung, die für positive Parameter (negative sind physikalisch nicht sinnvoll) einen negativen Wert ergibt.

$$\frac{\partial^2 F}{\partial R^2} \left(R = \frac{l^2}{4w_{\text{max}}}\right) = -\frac{2w_{\text{max}}}{l^3} \cdot 3 \cdot b \cdot \frac{U_{\text{Pull-In}}^2 \epsilon_0}{\left(d_{\text{Luft}} + \frac{d_{\text{diel}}}{\epsilon_R}\right)} \quad (\text{G.5})$$

Das berechnete optimale Verhältnis zwischen Balkenkrümmung und Länge lässt sich nun nutzen, um die maximale Kraft am Kontakt bei gegebenen elektrischen Eigenschaften zu berechnen:

$$F_{\text{max}} = \frac{3l}{16w_{\text{max}}} \cdot b \cdot \frac{U_{\text{Pull-In}}^2 \epsilon_0}{\left(d_{\text{Luft}} + \frac{d_{\text{diel}}}{\epsilon_R}\right)} \quad (\text{G.6})$$

Die Bedeutung dieser Berechnungen lässt sich bei der Betrachtung der maximalen Kräfte in Abhängigkeit von l und R (siehe Abb. G.1) besser erkennen. Folgende Erkenntnisse lassen sich so gewinnen:

- Eine Verlängerung des Aktors führt immer zu einer Vergrößerung der Kräfte
- Für bestimmte Kombinationen aus R und l ist keine Kraft darstellbar
- Der optimale Krümmungsradius ergibt sich aus der berechneten Gleichung
- Die Balkendicke ergibt sich aus dem Krümmungsradius nach Gleichung G.1

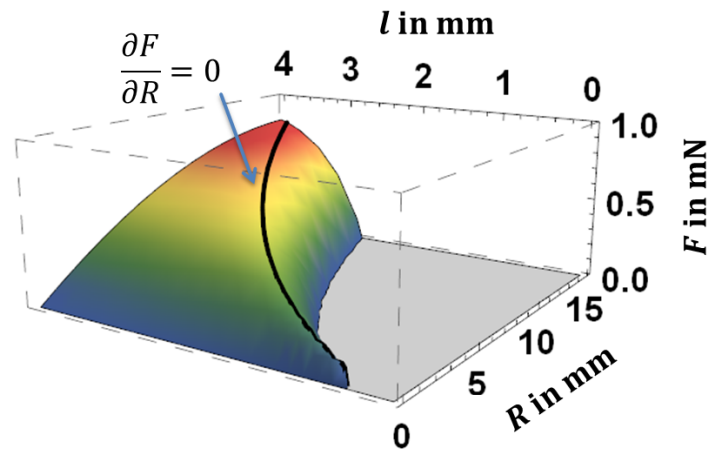


Abbildung G.1: Verlauf der Kontaktkräfte F in Abhängigkeit vom Krümmungsradius R und der Balkenlänge l . Als weitere Parameter wurden wie folgt festgesetzt: $d_{\text{diel}} = 500 \text{ nm}$, $d_{\text{Luft}} = 50 \text{ nm}$, $w_{\text{Max}} = 255 \mu\text{m}$, $\epsilon_R = 3,9$, $U_{\text{Pull-In}} = 150 \text{ V}$, $b = 250 \mu\text{m}$. Die Balkendicke d_{Akt} geht nicht in die Gleichung mit ein. Sie ergibt sich aus den elektrischen Eigenschaften und dem E-Modul nach G.1.

H Herstellung und Charakterisierung von WR-10 Hohlleiterstrukturen

Basierend auf den am Institut vorhandenen mikrotechnischen Technologien werden Hohlleiterstrukturen für Strukturen für 65 - 110 GHz mit einer reduzierten Schichthöhe von 200 μm hergestellt. Zum Einsatz kommt ein einfacher SU-8 Prozess und ein komplexerer Galvanikprozess. Die beiden Prozesse sind in Abb. H.1 und H.2 dargestellt.

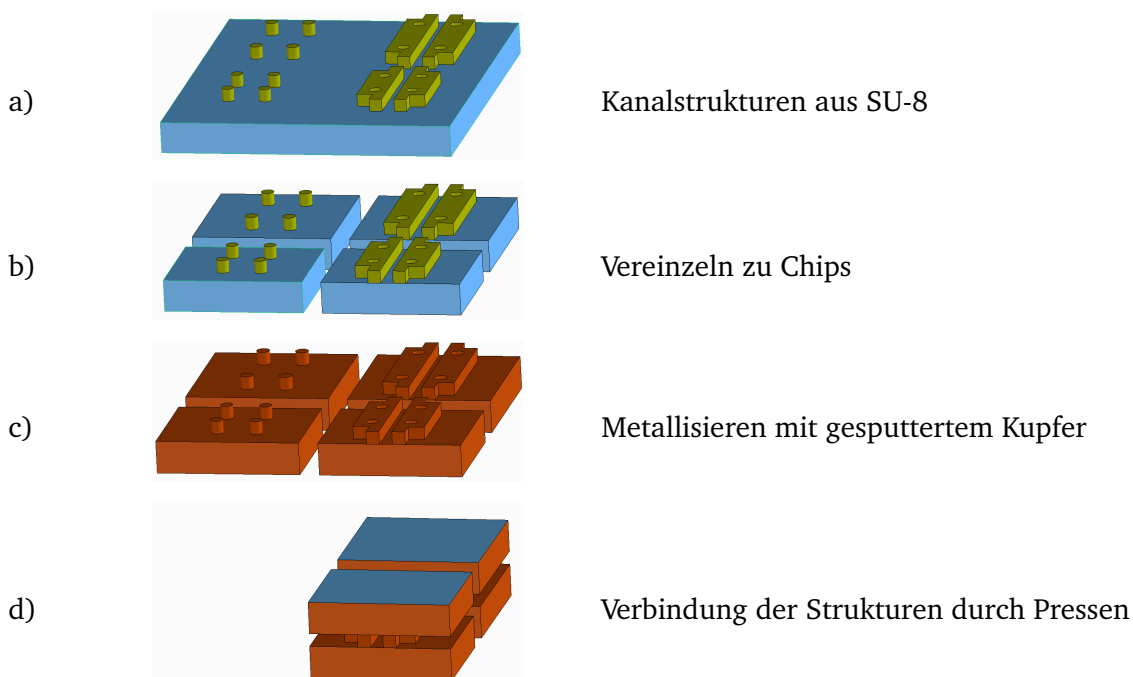
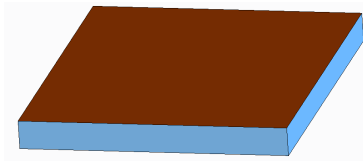


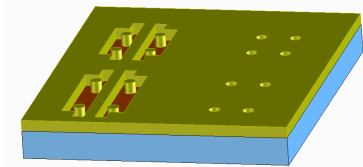
Abbildung H.1: Prozess zur Herstellung von Hohlleiterstrukturen aus SU-8.

a)



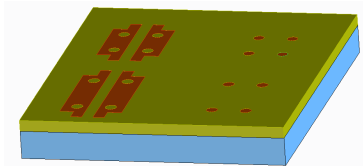
Metallisierung des Wafers mit Kupfer

b)



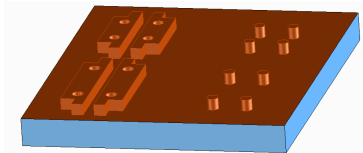
Erstellen einer Galvanoform aus nXt Photolack

c)



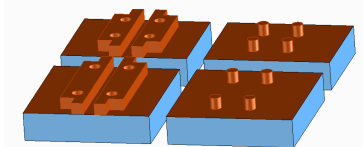
Galvanisches Auffüllen der Kanalwände und anschließendes Läppen

d)



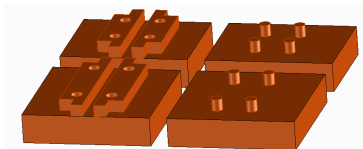
Entfernung der Galvanoform

e)



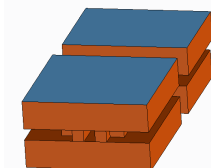
Vereinzeln zu Chips

f)



Metallisieren mit gesputtertem Kupfer

g)



Verbindung der Strukturen durch Pressen

Abbildung H.2: Prozess zur Herstellung von Hohlleiterstrukturen mit galvanisch abgeformten Seitenwänden..

Zur Vermessung werden zwei Taper gefertigt, die als Adapter zu einem Hohlleiteranschluss mit normaler Höhe dienen (Abb. H.3).

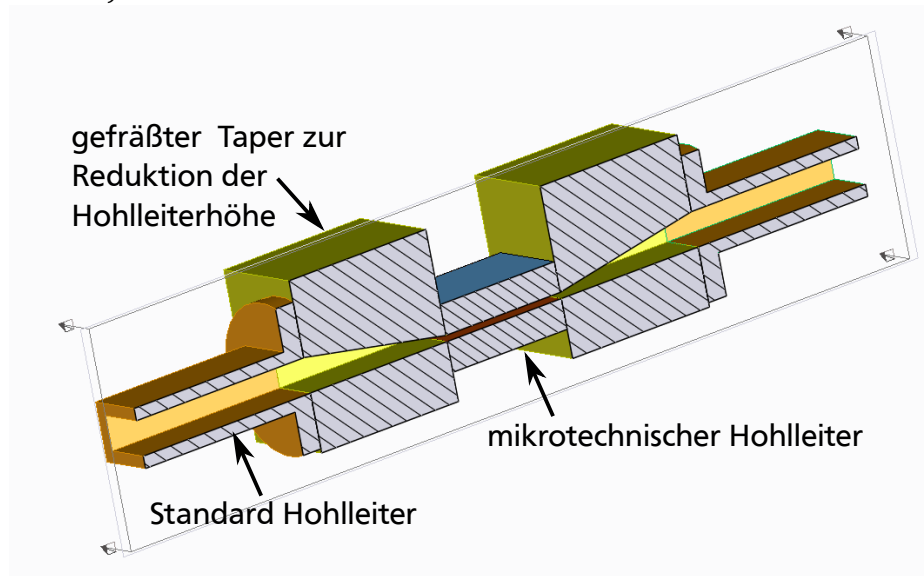


Abbildung H.3: Schematische Darstellung des Messaufbaus zur Charakterisierung der mikrotechnischen Hohlleiterstrukturen.

Die Ergebnisse der Charakterisierung einiger Proben im Netzwerkanalysator sind in Abb. H.4 dargestellt.

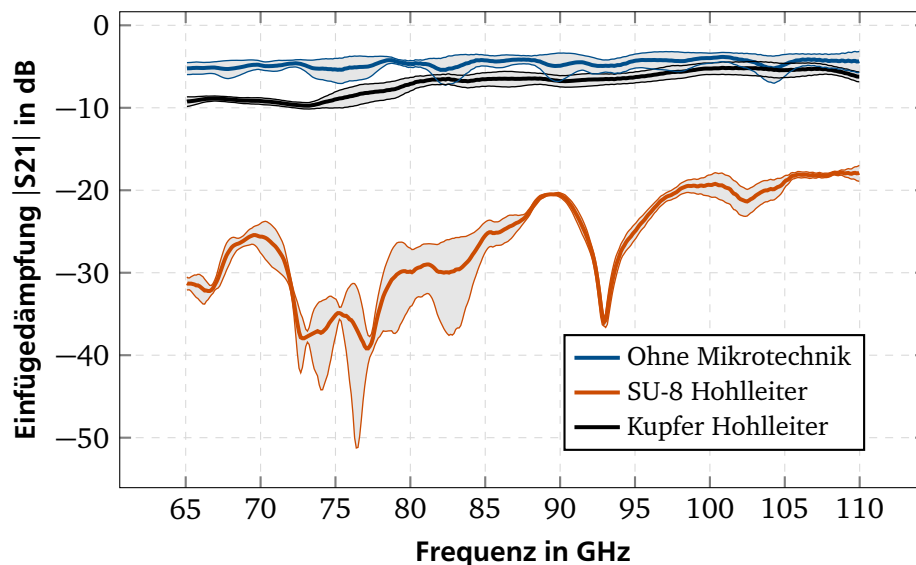


Abbildung H.4: Transmission verschiedener gefertigter Hohlleiterstrukturen. Die Mittelwerte sind jeweils dick gekennzeichnet, die Standardabweichung der Messung, welche sich durch wiederholtes Einbauen ergibt, ist durch den grauen Bereich gekennzeichnet. Zur Vermessung der mikrotechnischen Hohlleiter mit reduzierter Höhe wird ein verlustbehafteter gefräster Taper eingesetzt, welcher ebenfalls vermessen wurde.

Diese Messung wurde mit verschieden langen Strukturen durchgeführt. Die Längenabhängigkeit des Ergebnisses ist in Abb. H.5 dargestellt.

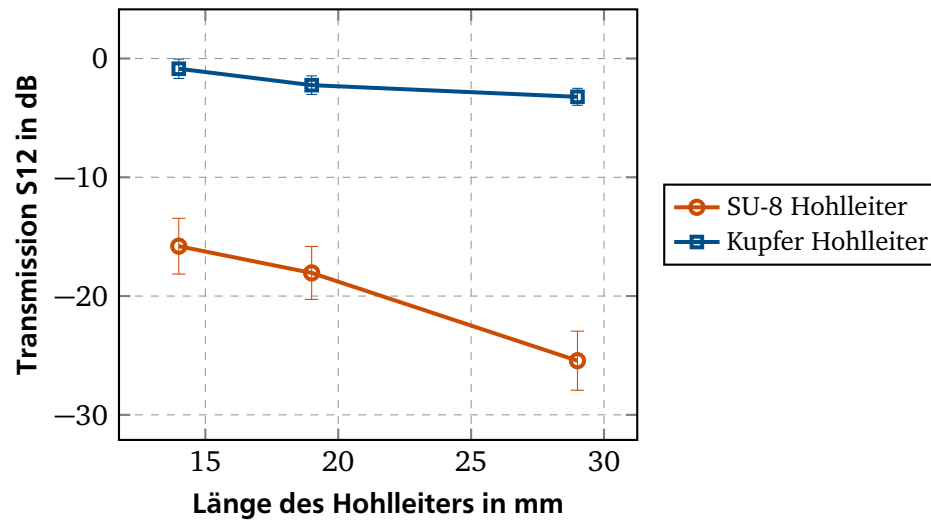


Abbildung H.5: Verluste in mikrotechnischen Hohlleitern mit unterschiedlicher Länge, gemittelt über komplettes Frequenzband. Die Fehlerbalken zeigen die Standardabweichung welche sich aus der frequenzabhängigkeit der Transmission ergibt.

Somit ergibt sich ein gemittelter Gesamtverlust von 2000 dB/m für SU-8 und 250 dB/m für die geläpften metallischen Proben.



I Technische Zeichnungen Splitblock

I.1 Splitblock Version 1

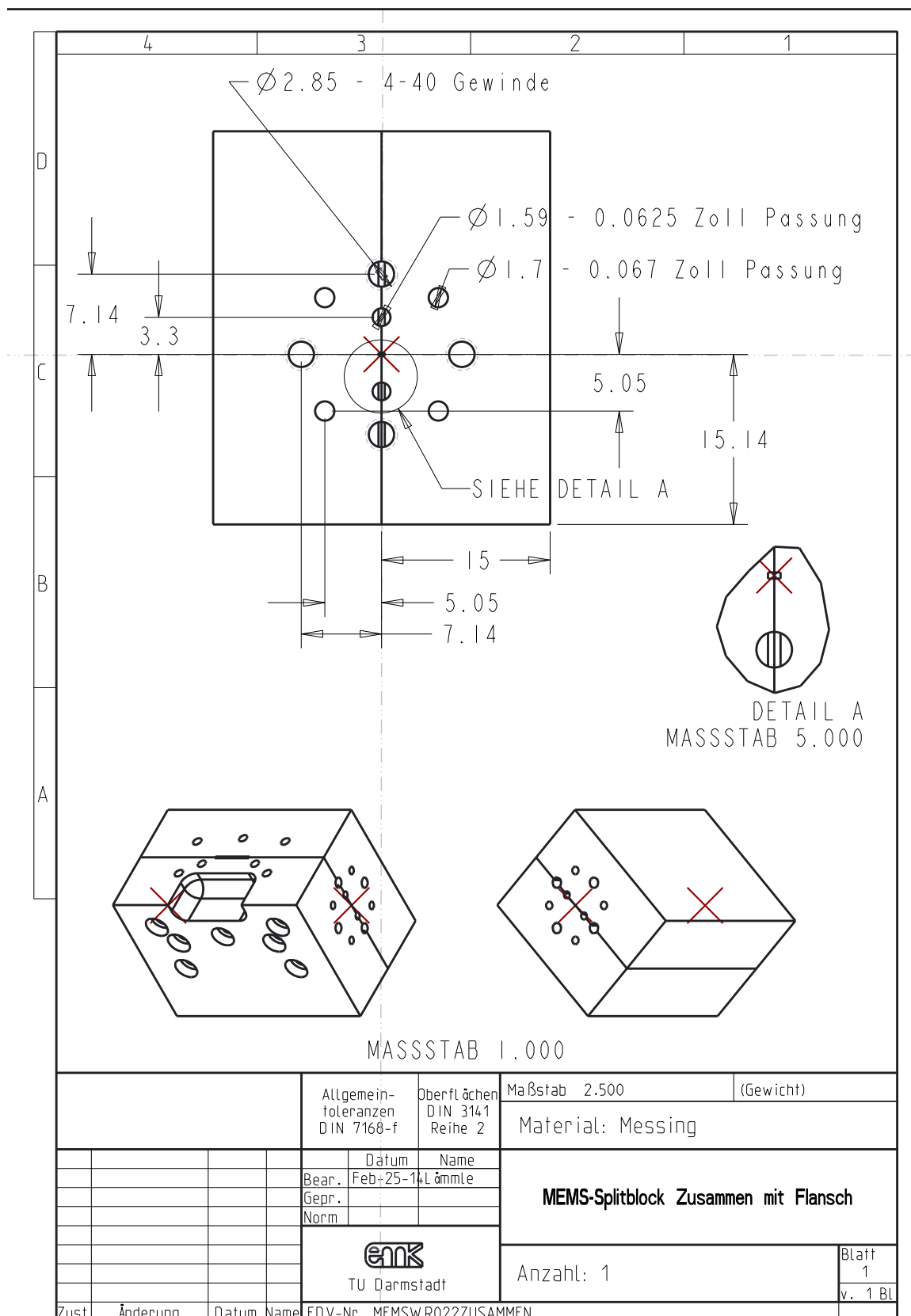


Abbildung I.1: Technische Zeichnung des gesamten Splitblocks - 1. Version

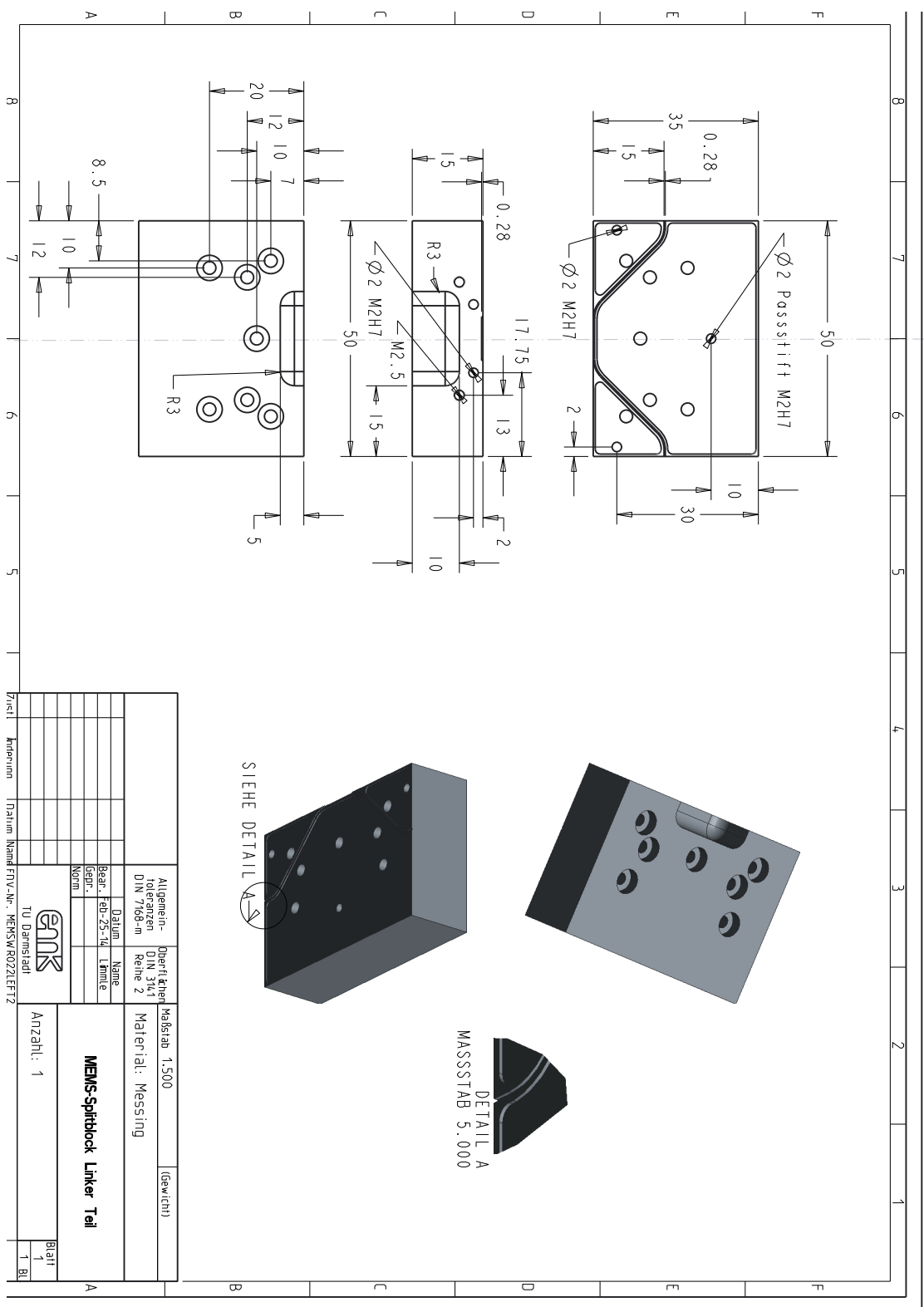


Abbildung I.2: Technische Zeichnung des Splitblocks - 1. Version, linker Teil

I.2 Splitblock Version 2

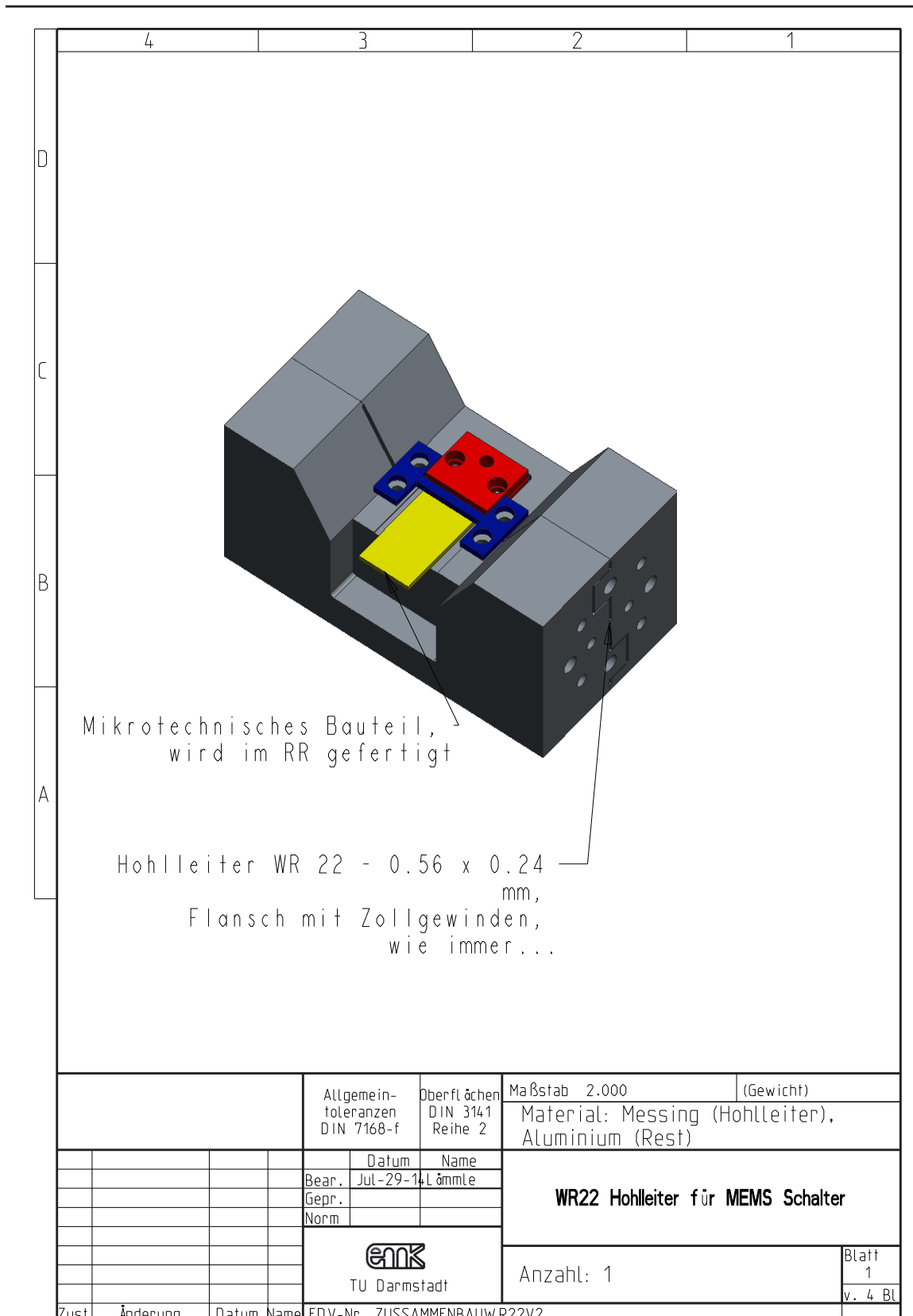


Abbildung I.4: Technische Zeichnung des Splitblocks - 2. Version, Zusammenbau

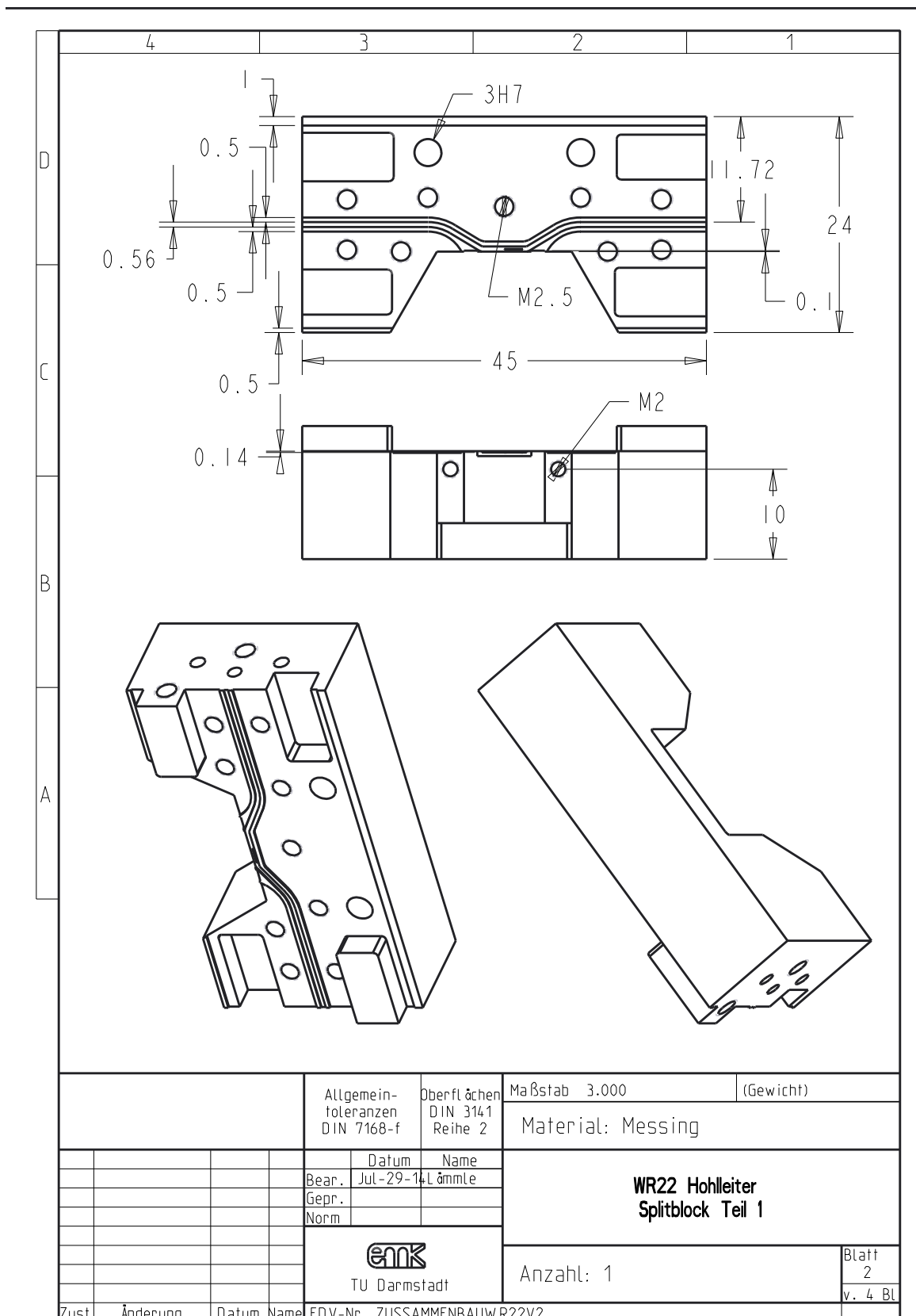


Abbildung I.5: Technische Zeichnung des Spaltblocks - 2. Version, Teil 1

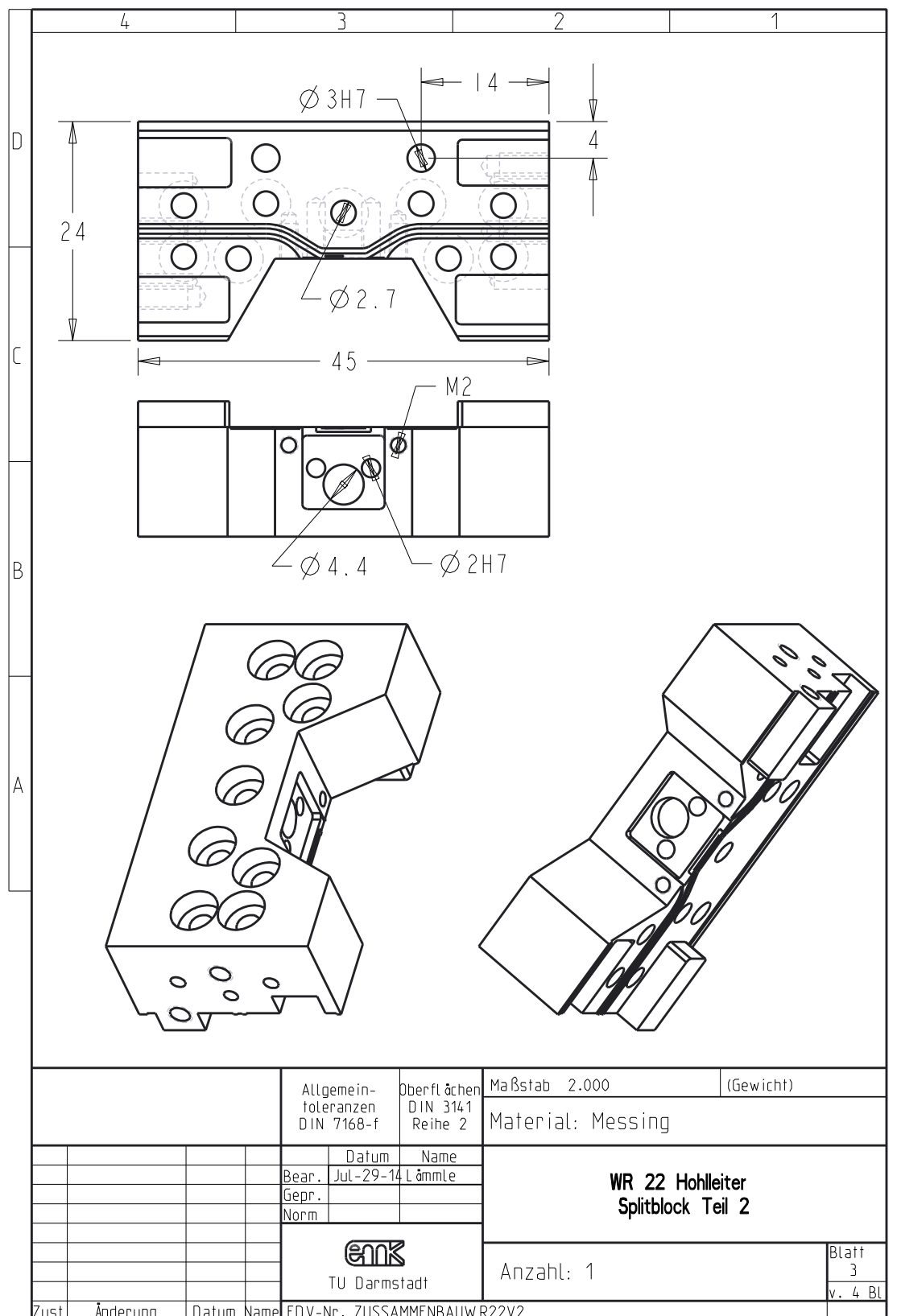


Abbildung I.6: Technische Zeichnung des Splitblocks - 2. Version, Teil 2

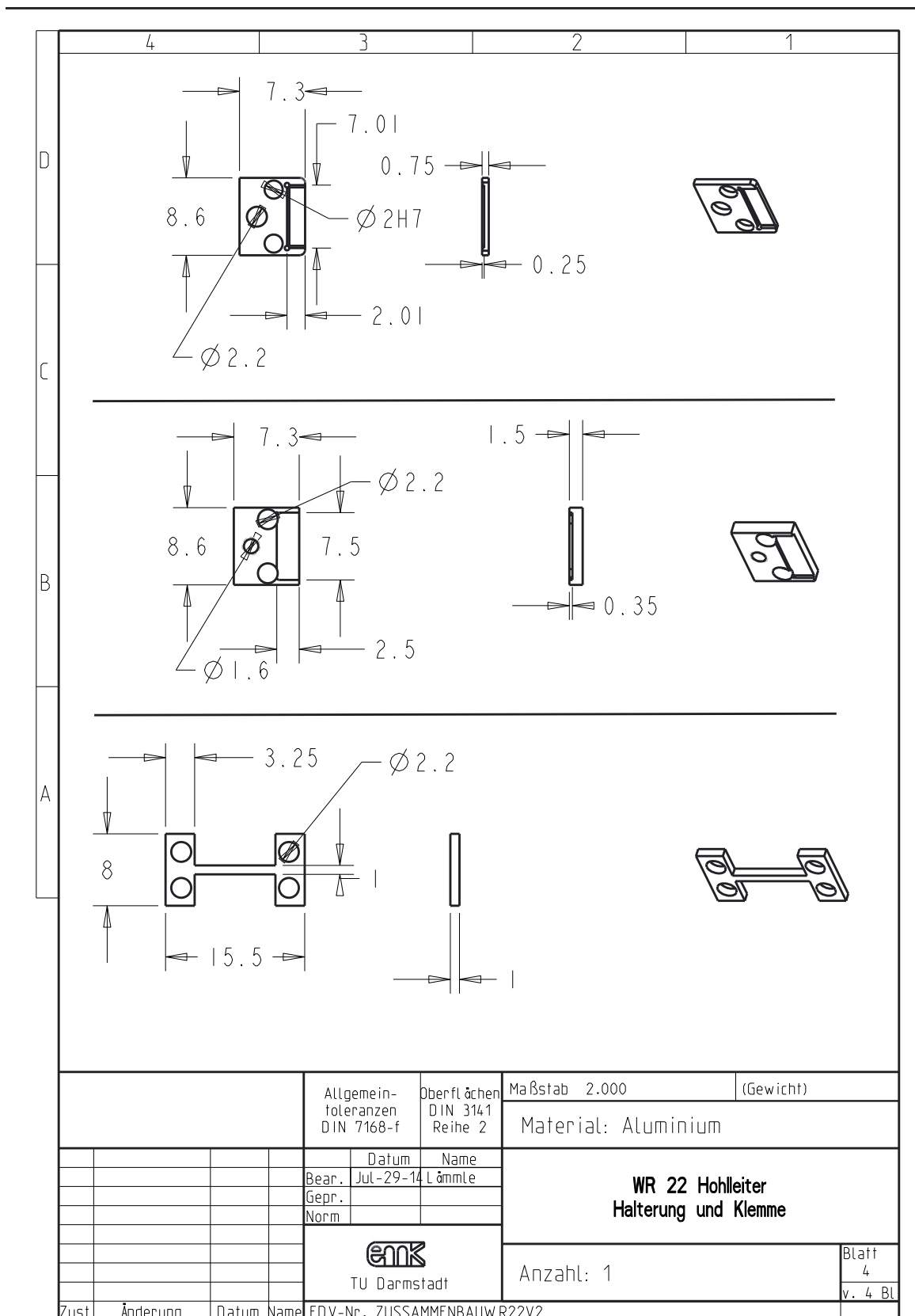


Abbildung I.7: Technische Zeichnung des Splitblocks - 2. Version, Chiphalter

J Charakterisierung von Aktoren im Hohlleiter

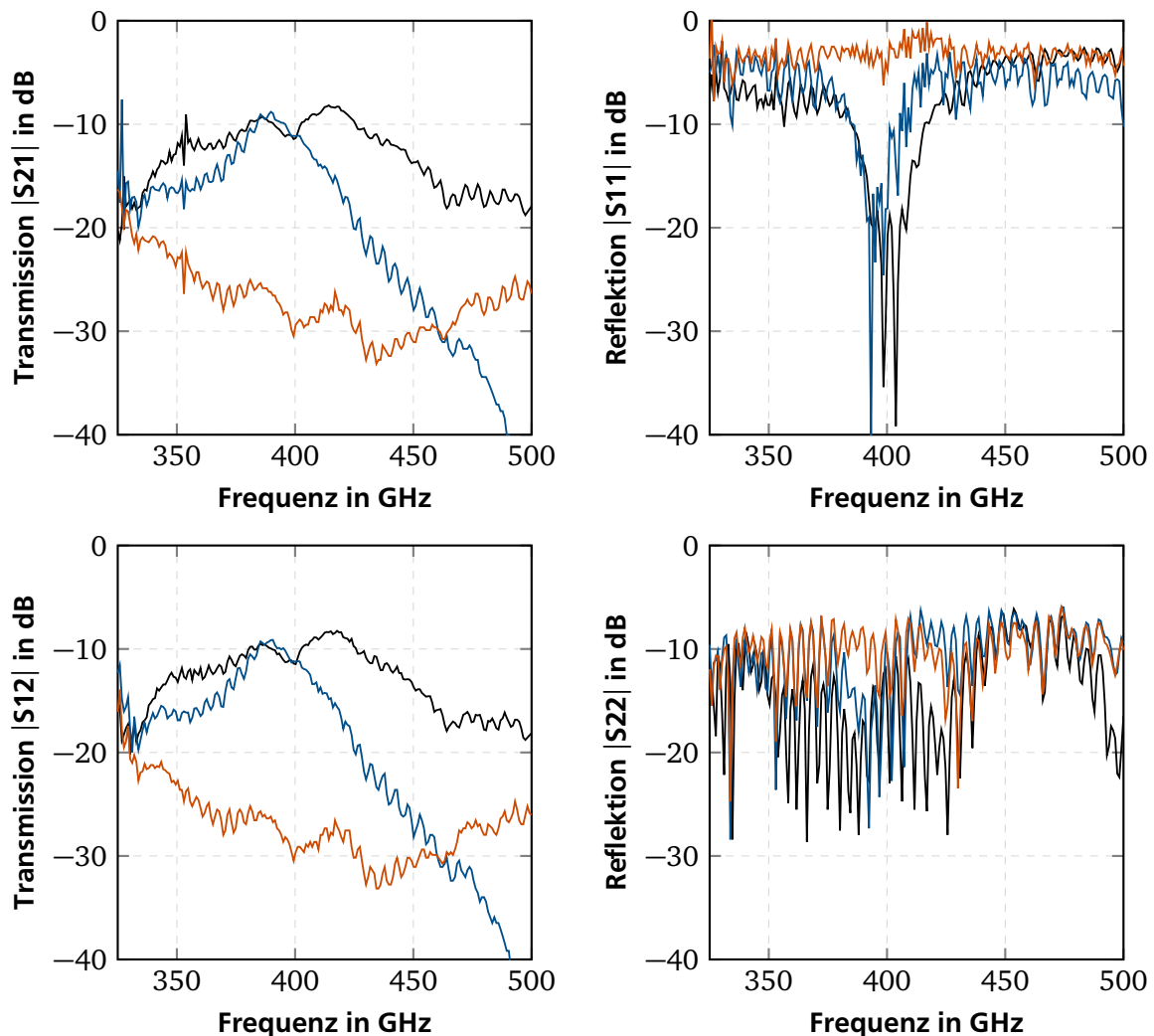


Abbildung J.1: Messergebnisse zum Aktor A0 - Aktor mit Kerben und Spitze. Zwischen den unterschiedlichen Messungen wird der Aktor jeweils neu eingebaut. Eine Aktuierung des Aktors findet nicht statt, gemessen wird also nur der Isolationsmodus.

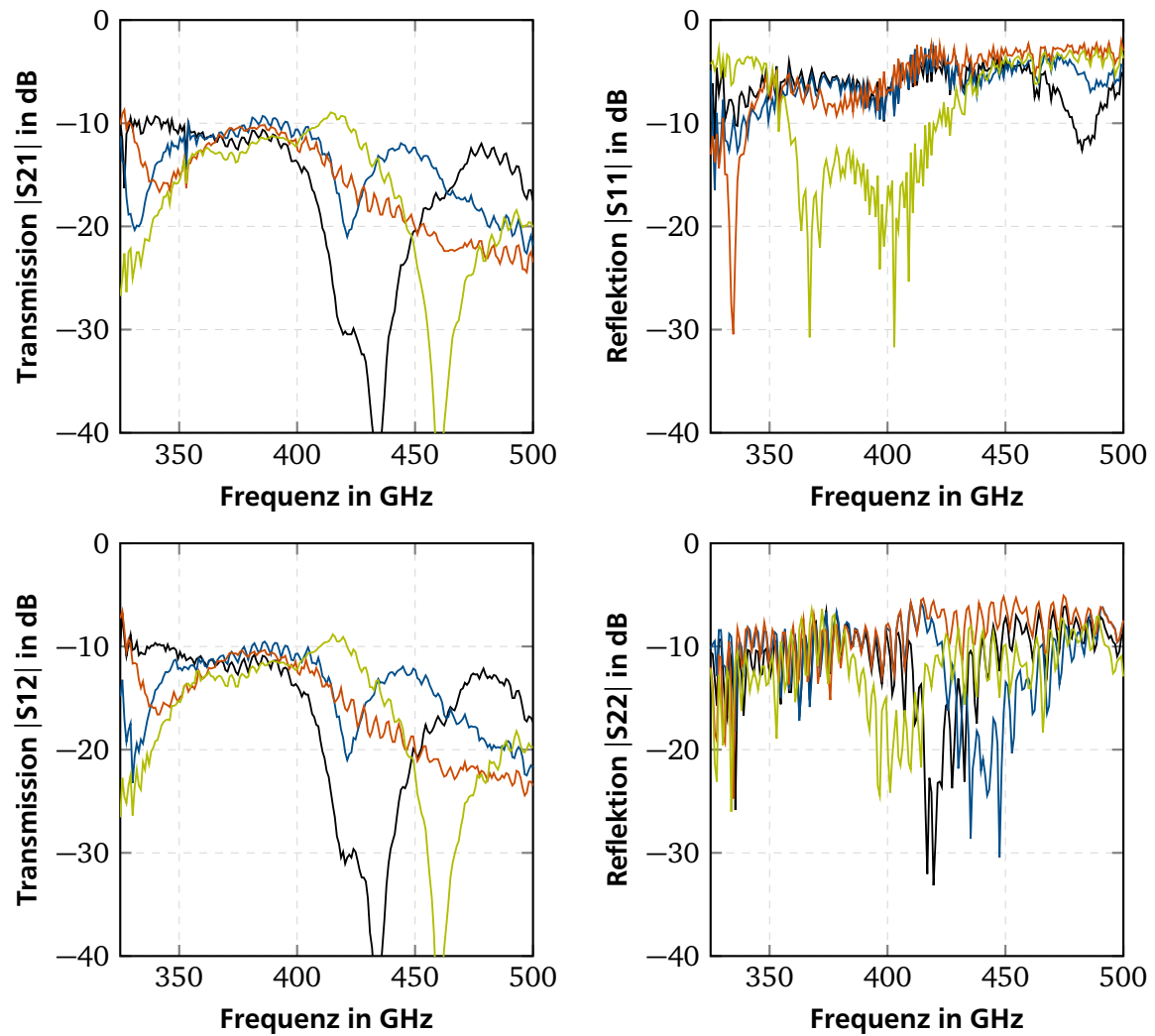


Abbildung J.2: Messergebnisse zum Aktor A2 - Aktor mit Kerben und Spitze. Zwischen den unterschiedlichen Messungen wird der Aktor jeweils neu eingebaut. Eine Aktuierung des Aktors findet nicht statt, gemessen wird also nur der Isolationsmodus.

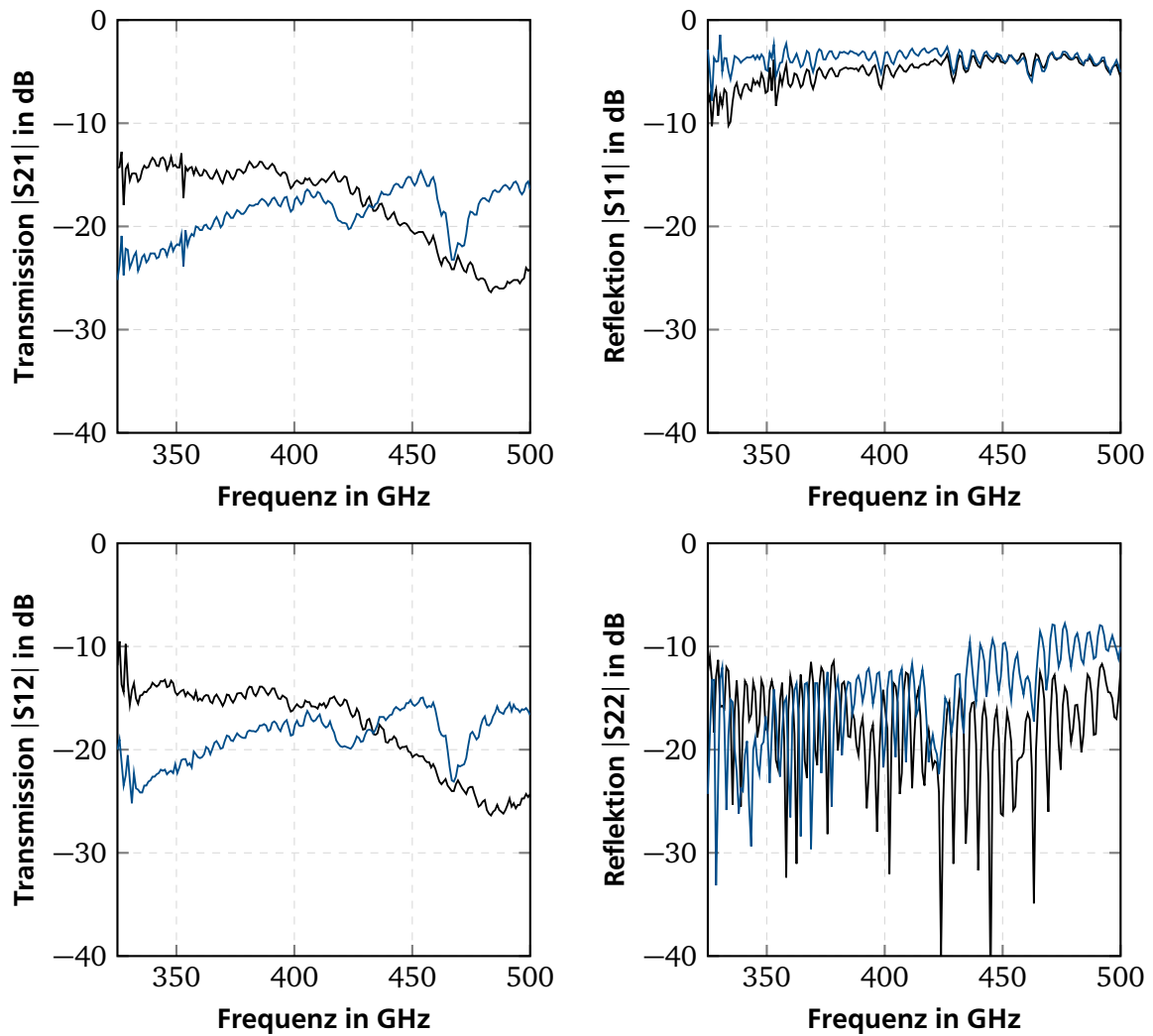


Abbildung J.3: Messergebnisse zum Aktor b1 - Aktor mit Spitze. Zwischen den unterschiedlichen Messungen wird der Aktor jeweils neu eingebaut. Eine Aktuierung des Aktors findet nicht statt, gemessen wird also nur der Isolationsmodus.

K Frequenzgang diverser Simulationsergebnisse

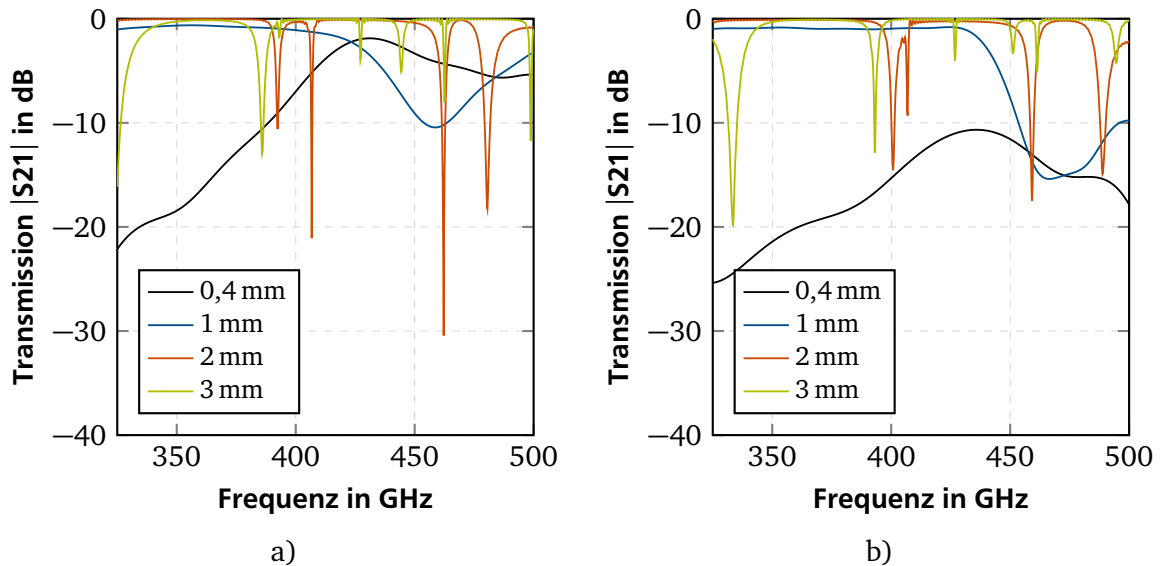


Abbildung K.1: Frequenzgänge der in Abb. 7.5 gemittelten Werte. Für die Kontaktwiderstände $10\text{ m}\Omega$ in a) und $10\text{ k}\Omega$ in b) ist die Transmission in Abhängigkeit von der Aktorlänge angegeben.

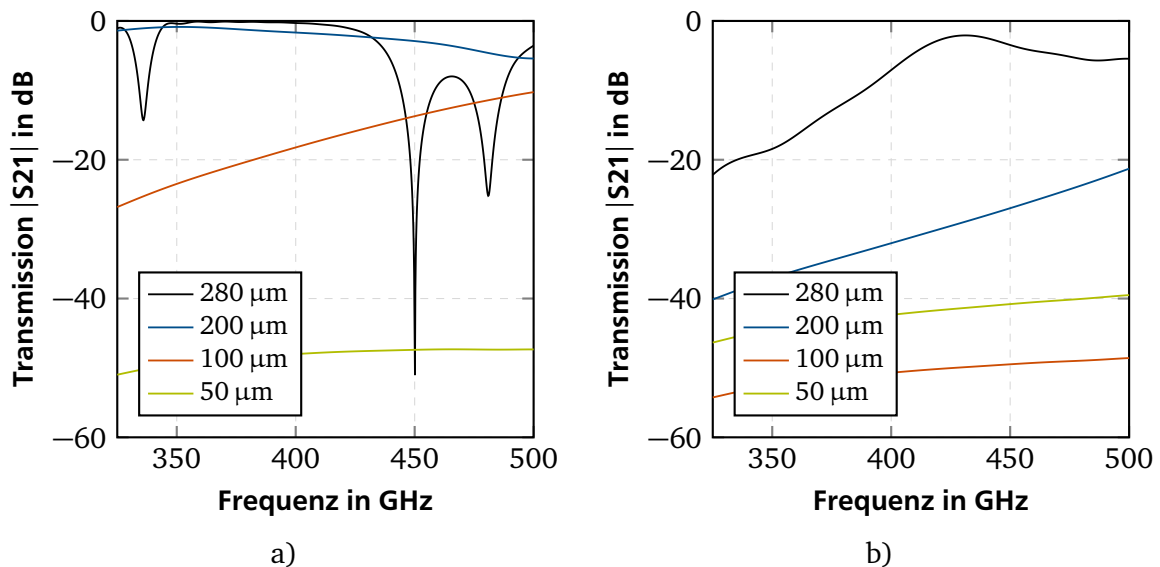
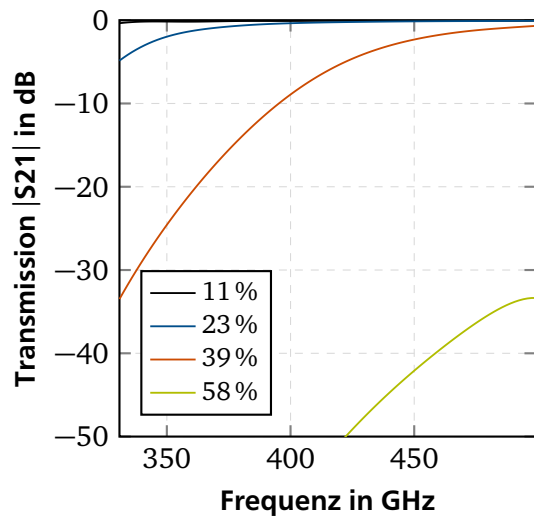
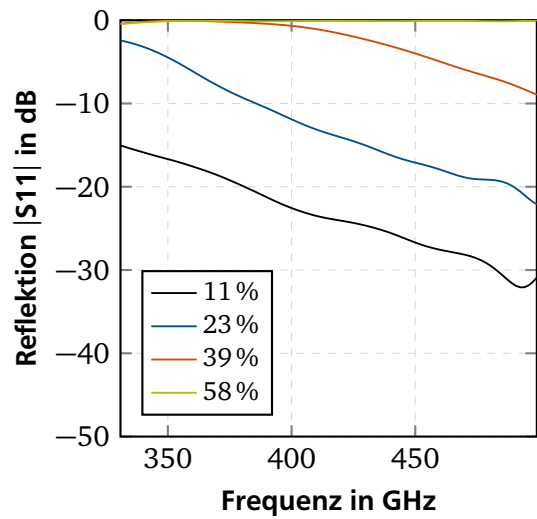


Abbildung K.2: Frequenzgänge der in Abb. 7.7 gemittelten Werte. Die Kontaktwiderstände betragen $0,8\text{ m}\Omega$ in a) und $0,6\text{ k}\Omega$ in b).



a)



b)

Abbildung K.3: Frequenzgänge der in Abb. 7.10 gemittelten Werte. Dargestellt sind die Kurven bis zu einer Bedeckung des Hohlleiters von 58 %.

Wissenschaftlicher Werdegang



David Lämmle

geboren am 17.11.1984 in Backnang

Schule und Studium

2008 - 2011	Albert-Ludwigs-Universität Freiburg, Institut für Mikrosystemtechnik (IMTEK), Abschluss: Master of Science
2005 - 2008	Albert-Ludwigs-Universität Freiburg, Institut für Mikrosystemtechnik (IMTEK), Abschluss: Bachelor of Science
1995 - 2004	Limes Gymnasium Welzheim, Abschluss: Abitur

Berufliche Tätigkeit

2013 - 2016	Wissenschaftlicher Mitarbeiter, Technische Universität Darmstadt, Institut für Elektromechanische Konstruktionen, Fachgebiet Mikrotechnik und Elektromechanische Systeme
2011 - 2013	Promotionsstipendium TICMO, Technische Universität Darmstadt, Institut für Elektromechanische Konstruktionen, Fachgebiet Mikrotechnik und Elektromechanische Systeme
2009	Praktikum, Montana State University, ECE Department